

UNIVERSITE DE NANTES

ÉCOLE DOCTORALE

**SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DE L'INFORMATION ET DES MATÉRIAUX**

Année 2007

Thèse de Doctorat

Spécialité Electronique

présentée et soutenue publiquement par

Mathieu LE PIPEC

le 4 septembre 2007

à l'Ecole polytechnique de l'université de Nantes

**ANALYSE D'UNE FILIÈRE D'INTERCONNEXION
ADAPTÉE AUX SYSTÈMES DE TRANSMISSIONS
À HAUT DÉBIT PAR FIBRES OPTIQUES**

Jury

Présidente **Béatrice CABON**, Professeur des universités, IMEP INP Grenoble
Rapporteur **Dominique BAILLARGEAT**, Professeur des universités, XLIM, Université de Limoges
Rapporteur **André PERENNEC**, Maître de Conférences/HDR, LEST, UBO, BREST
Examineurs **Cyril LUPI**, Maître de Conférences, IREENA, Faculté des Sciences et des Techniques, Université de Nantes
Robert SOARES, Ingénieur, ADLIGHTEC, Lannion
Serge TOUTAIN, Professeur des universités, IREENA, Ecole polytechnique de l'université de Nantes
Invité **Nicolas BREUIL**, Ingénieur, Thales Systèmes Aéroportés, Elancourt

Directeur de thèse :
Serge TOUTAIN, Professeur des universités
Encadrant :
Cyril LUPI, Maître de Conférences

Institut de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nantes Atlantique (IREENA EA 1770)
Ecole polytechnique de l'université de Nantes, La Chantrerie, Rue C. Pauc, BP 50609, 44306 NANTES CEDEX 3

N° ED 366-313

A Hélène

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été mené au sein de l'entreprise DA-LightCom, en partenariat avec l'Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes. A ce titre, je remercie Mr Yan Haentjens, directeur général de DA-LightCom, pour m'avoir donné l'opportunité de réaliser cette thèse, ainsi que Mr Robert Soares, directeur technique de DA-LightCom, pour la confiance dont il m'a témoigné en acceptant d'encadrer ce travail.

J'exprime toute ma reconnaissance à Mr Serge Toutain, directeur de l'Institut de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nantes Atlantique (IREENA), pour m'avoir guidé. Ses conseils et remarques prodigués au long de ce travail m'ont été d'un grand apport.

J'adresse mes très sincères remerciements à Mr Cyril Lupi pour avoir accepté de co-encadrer ce travail. Il a fait preuve d'une grande disponibilité et les différents échanges que nous avons eus ont toujours été précieux et fructueux pour l'avancement du travail.

Je suis reconnaissant à Mme Béatrice Cabon, Professeur des Universités à l'IMEP INPG, pour l'intérêt qu'elle a porté à ce travail et pour avoir accepté de présider le jury. Je remercie Mr Dominique Baillargeat, Professeur des Universités à Limoges et Mr André Pérennec, Maître de conférences à l'UBO, d'avoir accepté le rôle de rapporteurs. Ma gratitude va aussi à Mr Nicolas Breuil, Thalès Systèmes Aéroportés, pour sa collaboration amicale au cours des projets communs ainsi que pour sa participation au jury.

Je remercie tous les membres du laboratoire IREENA qui m'ont toujours chaleureusement accueilli en m'accordant une place dans l'équipe. Je voudrais plus particulièrement remercier Yann Mahé, Marc Brunet, Bruno Froppier et Dominique Leduc pour leur aide. Un grand merci également à Sandrine Charlier, pour sa gentillesse et pour m'avoir aidé dans toutes les démarches « administratives ».

Je témoigne ma reconnaissance aux différentes personnes que j'ai été amené à côtoyer au cours de différents projets techniques et qui m'ont permis de partager leurs connaissances et leur expérience : Georges Grandpierre, Guillaume Granger, Alexandre Marceaux ...

Je remercie toutes les personnes que j'ai côtoyées chez DA-LightCom et Micronic : Jean Luc Baladine, Benoît Boumard, Hugo Caillet, Abdenour Chelouah, Stéphane Jaouen, Alain Le Borgne, Frédéric L'Her, Chritiane Lissilour, Mohamed Mazouz, Bérangère Morel, Jean Pierre Ohanessian. Merci de m'avoir soutenu, conseillé ...

Un grand merci à Hassiba Taggueb, Régis Claveau et Saïd Khirredine, avec qui j'ai partagé les moments difficiles (et les moments plus heureux !) de la thèse CIFRE.

Je souhaite remercier tout particulièrement Guillaume Lanoé et Catherine Le Dauphin (pour tous les à-côtés).

« Au fait », un clin d'œil particulier à Mr Vincent Toraille, pour ses conseils « lumineux », les discussions amicales et scientifiques (un peu quand même) ...

Un merci chaleureux à Yann, Solen, Fred, Jean Marc, Gaël, William, Cédric, Julien ... pour tous les moments inoubliables (musicaux et autres) passés ensemble, pour l'intérêt porté à mon travail (malgré les difficultés à comprendre ...).

Je remercie ma famille et tout particulièrement mes parents, pour m'avoir toujours soutenu, encouragé au cours de ce travail.

Enfin je remercie de tout mon cœur Hélène, elle a été d'un soutien sans faille au long de ce travail, elle a toujours été à mes côtés même dans les moments plus difficiles. Encore merci.

Mathieu, le 8 septembre 2007

Sommaire

INTRODUCTION.....	11
I LES SYSTEMES DE TRANSMISSION A HAUT DEBIT PAR FIBRE OPTIQUE.....	15
I.1 LE CONTEXTE DE L'ETUDE.....	15
I.2 SYSTEMES DE TRANSMISSION A HAUT DEBIT PAR FIBRES OPTIQUES : LES RESEAUX DE DISTRIBUTION.....	15
I.2.1 Distinguer les réseaux de transmission.....	15
I.2.2 Les réseaux longues distances.....	16
I.2.3 Les réseaux métropolitains ou réseaux d'accès.....	16
I.2.4 Les réseaux locaux.....	16
I.3 UN SUPPORT DE TRANSMISSION APPROPRIE AU HAUT DEBIT : LA FIBRE OPTIQUE.....	17
I.3.1 Les atouts majeurs du point de vue des télécommunications.....	17
I.3.2 Quelles contraintes introduites par l'emploi de la fibre optique.....	19
I.4 COMMENT CODER L'INFORMATION A TRANSMETTRE.....	19
I.4.1 Les formats de modulation employés.....	20
I.4.2 Les codes correcteurs d'erreur.....	23
I.4.3 Les systèmes électroniques de correction des déformations.....	23
I.4.4 Les protocoles de transmission sur fibre optique.....	24
I.5 LES DIFFERENTES TECHNIQUES POUR TRANSMETTRE LE SIGNAL.....	25
I.5.1 Comment réaliser le multiplexage temporel électrique.....	26
I.5.2 Réalisation du multiplexage temporel optique.....	27
I.5.3 Réalisation du multiplexage en longueur d'onde.....	28
I.6 MESURER LE SIGNAL NUMERIQUE POUR CARACTERISER LE SYSTEME.....	29
I.6.1 Le diagramme de l'oeil.....	29
I.6.2 Mesure du taux d'erreur binaire.....	32
I.7 CONSTITUTION D'UNE TRANSMISSION DE TYPE ETDM A 10 ET 40 GBIT/S.....	33
I.7.1 La fonction d'émission.....	34
I.7.2 La fonction de réception.....	36
I.8 CONCLUSION.....	37
REFERENCES.....	39
II LES COMPOSANTES D'UN DISPOSITIF D'EMISSION – RECEPTION.....	43
II.1 INTRODUCTION.....	43
II.2 CONSTITUTION ET PERFORMANCES DE LA FONCTION EMISSION DU « TRANSCIEVER ».....	45
II.2.1 La génération d'une onde optique porteuse : la source laser.....	46
II.2.2 La modulation du signal optique par voie électrique.....	47
II.2.3 Le circuit de commande du modulateur.....	51
II.2.4 L'alimentation des composants actifs.....	52
II.3 CONSTITUTION ET PERFORMANCES DE LA FONCTION RECEPTION DU « TRANSCIEVER ».....	57
II.3.1 La transcription du signal optique en signal électrique : la photodiode.....	59
II.3.2 Le report et le fibrage d'une photodiode.....	64
II.3.3 L'amplificateur trans-impédance.....	66
II.3.4 L'association photodiode – amplificateur TIA.....	67
II.4 LES TECHNIQUES DE REPORT ET D'INTERCONNEXION DES COMPOSANTS.....	68
II.4.1 Le support mécanique des lignes de transmission : le substrat.....	69
II.4.2 Les techniques de report et d'interconnexion des composants.....	71
II.5 LA MISE EN BOITIER DU DISPOSITIF.....	73

II.6	CONCLUSION	74
	REFERENCES	75
III	LES STRUCTURES DE PROPAGATION	79
III.1	INTRODUCTION	79
III.2	ETUDE D'UNE STRUCTURE GÉNÉRIQUE DE PROPAGATION	80
III.2.1	<i>Présentation du problème</i>	80
III.2.2	<i>Quelques rappels sur les lignes planaires</i>	81
III.2.3	<i>Quelques rappels sur les guides d'ondes</i>	83
III.2.4	<i>Choix de la structure générique</i>	86
III.2.5	<i>La structure générique et les phénomènes de base en propagation</i>	86
III.3	LES LIGNES PLANAIRES	88
III.3.1	<i>Présentation de la ligne microruban</i>	88
III.3.2	<i>La ligne coplanaire</i>	93
III.3.3	<i>La ligne coplanaire à plan de masse inférieur</i>	97
III.4	CARACTÉRISATION DES LIGNES PLANAIRES	105
III.4.1	<i>Les résultats de caractérisation des lignes CBCPW</i>	105
III.4.2	<i>Conclusion sur la caractérisation des lignes</i>	109
III.5	LA MISE EN BOITIER DES STRUCTURES DE PROPAGATION	110
III.6	CONCLUSION	111
	REFERENCES	113
IV	INFLUENCE DE LA TECHNOLOGIE D'INTEGRATION ET D'INTERCONNEXION SUR LES PERFORMANCES DU SYSTEME	117
IV.1	INTRODUCTION	117
IV.2	LA METHODOLOGIE D'ANALYSE EMPLOYEE	117
IV.2.1	<i>Nécessité d'un recours à la simulation numérique</i>	118
IV.2.2	<i>Le principe d'analyse de la structure</i>	119
IV.2.3	<i>Les configurations de tests à retenir</i>	120
IV.3	INFLUENCE DE LA TRANSITION ENTRE LE CONNECTEUR HYPERFREQUENCE ET LA LIGNE DE TRANSMISSION SUR LES PERFORMANCES DU SYSTEME	124
IV.3.1	<i>Simulation électromagnétique des performances de la transition</i>	125
IV.3.2	<i>Détermination du schéma électrique équivalent de la transition</i>	127
IV.3.3	<i>Influence de la transition sur les performances du système</i>	130
IV.4	INFLUENCE DE LA TRANSITION ENTRE LA LIGNE DE TRANSMISSION ET UNE PUCE SUR LES PERFORMANCES DU SYSTEME.....	133
IV.4.1	<i>Présentation de la transition</i>	133
IV.4.2	<i>Simulation électromagnétique des performances de la transition</i>	135
IV.4.3	<i>Simulation de la structure d'un point de vue circuit</i>	138
IV.4.4	<i>Influence de la transition sur les performances du système</i>	140
IV.5	ETUDE DE L'INFLUENCE D'UN COMPOSANT CMS « SERIE » SUR LES PERFORMANCES DU SYSTEME..	141
IV.5.1	<i>Etude d'un cas particulier : la capacité très large bande série</i>	142
IV.5.2	<i>Estimation des performances de la structure d'un point de vue système</i>	146
IV.6	ETUDE DE L'INFLUENCE D'UNE STRUCTURE COMPLETE SUR LES PERFORMANCES DU SYSTEME.....	147
IV.6.1	<i>Présentation de la structure</i>	147
IV.6.2	<i>Résultats de la simulation électromagnétique des performances de la structure</i>	147
IV.7	CONCLUSION	152
	REFERENCES	154
CONCLUSION	155	
PUBLICATIONS PERSONNELLES	159	

Introduction

La nécessité actuelle et future de transmettre rapidement des flots de données importants (vidéo, échange de fichiers, travail à distance, etc.) nécessite une augmentation considérable des débits de transmission au niveau des réseaux de communication et notamment dans les réseaux de transport. Si la fibre optique, compte tenu des dernières évolutions telles que la transmission par soliton permet de faire face à ce besoin, cette augmentation des débits nécessite une amélioration globale des performances des dispositifs et composants au niveau des stations terminales, à l'émission et à la réception des données.

L'augmentation de la capacité de transmission est possible par deux biais : l'accroissement du nombre de longueurs d'ondes transmises et l'augmentation du débit transmis par chaque longueur d'onde. Cette dernière technique a pour principale conséquence l'augmentation de la bande passante requise au niveau des dispositifs électroniques et optoélectroniques.

Afin d'assurer une transmission de qualité, l'intégrité du signal doit être conservée tout au long de la transmission. Avec l'augmentation de la bande passante, de nombreux phénomènes électromagnétiques sont à prendre en compte lors de la conception des différents dispositifs. Ainsi, la présence de discontinuités sur la ligne de transmission, les pertes dans les lignes de propagation, les résonances dans le boîtier d'accueil, l'apparition de modes de substrat, ne sont pas sans conséquences sur la qualité du signal transmis. Ceci se traduit par une dégradation des performances du diagramme de l'œil et du taux d'erreur binaire.

Chacun de ces points doit alors être pris en compte lors de la conception des modules d'émission et de réception, et le travail présenté dans ce mémoire vise à donner au concepteur des pistes lors du choix des structures de propagation et lors de leur intégration au sein de modules connectés. La dernière étape consiste à quantifier les dégradations que cette intégration peut avoir sur les performances globales du système.

Le premier chapitre de ce mémoire a pour objectif de se familiariser avec les systèmes de transmission déployés pour les transmissions à haut débit par fibre optique. Les paramètres caractéristiques du diagramme de l'œil et du taux d'erreur binaire, permettant d'évaluer la qualité de la transmission du signal dans un système, sont également présentés.

Le second chapitre présente en détail les caractéristiques des principaux composants constituant un dispositif d'émission – réception (transceiver) à haut débit utilisé pour des applications longues distances. La notion d'interconnexion des différents composants est

introduite, notion clé permettant d'assurer des transmissions de qualité; elle est à la base du travail abordé dans la suite du mémoire.

Le troisième chapitre explicite les choix technologiques concernant la structure de propagation. Les performances et phénomènes physiques mis en jeu dans cette structure sont analysés en vue de déterminer quels seront ses facteurs limitants en terme d'applications.

Enfin dans le dernier chapitre nous présentons l'influence de la technologie d'intégration et d'interconnexion sur les performances du système. Pour cela chacune des discontinuités principales rencontrées dans un module d'émission ou de réception est étudiée indépendamment afin de déterminer son influence sur les performances « système ». La dernière étape a pour objectif de regrouper l'ensemble de ces discontinuités au sein d'une même structure et d'analyser l'influence des limitations associée à la filière technologique retenue sur les performances globales du système.

CHAPITRE I :
LES SYSTEMES DE TRANSMISSION
A HAUT DEBIT
PAR FIBRE OPTIQUE

I LES SYSTEMES DE TRANSMISSION A HAUT DEBIT PAR FIBRE OPTIQUE

I.1 Le contexte de l'étude

Les systèmes de télécommunications à haut débit sont des structures relativement complexes faisant appel, pour leur conception, à plusieurs domaines de la physique, allant du traitement de l'information en passant par les hyperfréquences, pour finalement exploiter l'optique dans le cas des structures les plus performantes en terme de débit. L'intégration de tels systèmes implique également des notions de mécanique et de thermique. C'est donc dans cet environnement très général que se situe ce travail de thèse.

Aujourd'hui, la fibre optique constitue le support d'information le plus performant en terme de débit potentiel (quelques Tbit/s [1] - [3]). Cependant, les contraintes techniques de réalisation de systèmes de transmission utilisant ces fibres dépendent du contexte de leur exploitation, contexte dans lequel le compromis coût / performance constitue la variable principale prise en compte par un opérateur.

Nous aborderons tout d'abord les différents types de réseaux de communications à haut débit. Dans notre cas, la fibre optique est le support de transmission des différents types de réseaux. Elle présente des contraintes et des avantages que nous exposerons de manière sommaire. L'optimisation des réseaux passe avant tout par le choix d'un codage d'information approprié au support et à l'architecture. Les caractéristiques spectrales du signal alors codé imposent les spécifications techniques du cahier des charges des composants entrant dans la chaîne. De plus, afin d'augmenter le débit supporté par la chaîne, plusieurs techniques de multiplexage peuvent être employées, ces dernières sont elles encore à l'origine de contraintes susceptibles d'augmenter la complexité de réalisation technique. Outre ces différentes considérations, il convient de définir la manière dont on qualifie une chaîne de transmission. L'analyse du diagramme de l'œil et du taux d'erreur binaire (*BER : Bit Error Ratio*) constituent les éléments clés de la caractérisation d'une chaîne de transmission.

I.2 Systèmes de transmission à haut débit par fibres optiques : les réseaux de distribution

I.2.1 Distinguer les réseaux de transmission

Les systèmes de transmission à haut débit sur fibre optique doivent permettre de transporter l'information, disponible sous forme d'un flux de données numériques, d'un lieu à

un autre, de la manière la plus fiable possible [4]. Du point de vue de l'architecture, les systèmes de communication par fibre optique peuvent être classés en deux catégories :

- Les liaisons directes (*long haul networks*) : l'information est transportée d'un expéditeur à un destinataire sur des centaines voire des milliers de kilomètres (liaisons interocéaniques par exemple).
- Les réseaux de distribution (*distribution networks*) : l'information est transmise et distribuée à un ensemble d'utilisateurs. Suivant la distance parcourue par les informations, on distingue trois catégories de réseaux :
 - Les réseaux longues distances (*WAN : Wide Area Network*).
 - Les réseaux métropolitains (*MAN : Metropolitan Area Network*).
 - Les réseaux locaux (*LAN : Local Area Network*).

I.2.2 Les réseaux longues distances

Les réseaux longues distances (terrestres ou sous-marins) se caractérisent par des transmissions sur plusieurs centaines de kilomètres. Pour cela, il est nécessaire de pouvoir garantir la transmission d'un grand flux d'informations. Ce sont donc ces réseaux qui requièrent le plus haut degré de technicité. Ils sont à l'origine du fort développement de la fibre optique car cette dernière garantit la plus forte capacité d'informations transmissibles. D'autre part, on y adjoint les codages de l'information ainsi que les techniques de multiplexage les plus performants. Toutes ces contraintes technologiques, associées à une densification volumique des systèmes et à une réduction de leur consommation et de leur coût, complexifient la réalisation de leur structure.

I.2.3 Les réseaux métropolitains ou réseaux d'accès

Les réseaux métropolitains permettent de faire la liaison entre les réseaux longues distances et les réseaux locaux. Ce terme est également employé pour désigner un échange, un trafic local de données. Typiquement, leur taille varie d'une dizaine à une centaine de kilomètres. Ils peuvent couvrir une petite ville ou un arrondissement ...

Outre la distance à couvrir, une des principales différences entre un réseau longue distance et un réseau métropolitain réside dans le fait que ce dernier présente une infrastructure composée d'une multitude de nœuds d'interconnexion. De plus, les composants constituant un réseau métropolitain doivent pouvoir traiter différents formats de codage et différents débits, correspondant aux protocoles. Ceci requiert un caractère plus versatile des composants employés.

I.2.4 Les réseaux locaux

Les réseaux locaux couvrent une petite zone géographique (une entreprise, un campus, *etc.*) dans laquelle se trouvent beaucoup d'utilisateurs. Un tel réseau peut permettre de distribuer un large panel de services : le téléphone, les données informatiques, la vidéo, *etc.*

De nombreuses applications des systèmes sur fibre optique nécessitent que l'information ne soit pas seulement transmise mais également répartie à un groupe d'abonnés. Il y a donc de nombreux points d'accès à ce réseau.

Le multiplexage temporel est classiquement utilisé dans ces réseaux. Dans le cas de transmissions sur de courtes distances (inférieures à 10 kilomètres), les faibles pertes et la large bande passante des fibres optiques sont moins essentielles. Les fibres sont alors principalement utilisées pour d'autres avantages tels que l'immunité aux interférences électromagnétiques.

A l'heure actuelle l'abonné est relié au réseau optique par des liaisons filaires (ligne téléphonique ou électrique, ...) ou radio (WIFI (*Wireless Fidelity*), ou WIMAX (*World Wide Interoperability for Microwave Access*), ...). Mais la tendance des prochaines années est d'arriver à un réseau tout optique (*FTTH : Fiber To The Home*), permettant d'augmenter encore le débit disponible chez l'abonné. Cette technologie est déjà utilisée en milieux urbains en Asie du Sud – Est, aux Etats-Unis, ainsi que dans quelques agglomérations européennes, dont celle de Pau. La technologie FTTH définit un type d'infrastructure de communication permettant l'accès à Internet et aux services associés à des débits atteignant de 10 à 100 Mbit/s dans chaque sens, soit des débits très supérieurs à ceux du cuivre. Comparable au câble dans son installation puisqu'il nécessite la pose de fibres jusque chez l'abonné, le FTTH est principalement utilisé dans les zones urbanisées.

I.3 Un support de transmission approprié au haut débit : la fibre optique

Le support de transmission a pour but de transporter le signal de l'émetteur au récepteur avec la distorsion la plus faible possible. La qualité de ce support est primordiale pour les transmissions à très haut débit sur des longues distances afin de pouvoir restituer le signal de manière sûre. Avec une très faible atténuation, une très large bande passante, une immunité aux perturbations électromagnétiques extérieures et un coût de réalisation relativement faible, la fibre optique s'est avérée être le support le plus approprié à ces applications.

I.3.1 Les atouts majeurs du point de vue des télécommunications

Un des intérêts majeurs que présente la fibre optique est son faible taux d'atténuation linéique. L'atténuation dans une fibre optique, exprimée en dB/km, dépend de la longueur d'onde employée (cf. Figure I-1). Les fibres employées actuellement dans les réseaux hauts débits ont une atténuation de 0.36 dB/km à 1300 nm et de 0.2 dB/km à 1550 nm. En outre, l'évolution des technologies de réalisation des fibres permet aujourd'hui de s'affranchir du pic d'atténuation observé à 1385 nm de longueur d'onde et dont l'origine est la présence de radicaux O-H au sein de la silice. Ceci permet d'envisager, en fonction du type de réseau, l'emploi d'une grande gamme de fréquences porteuses (ou de longueurs d'ondes).

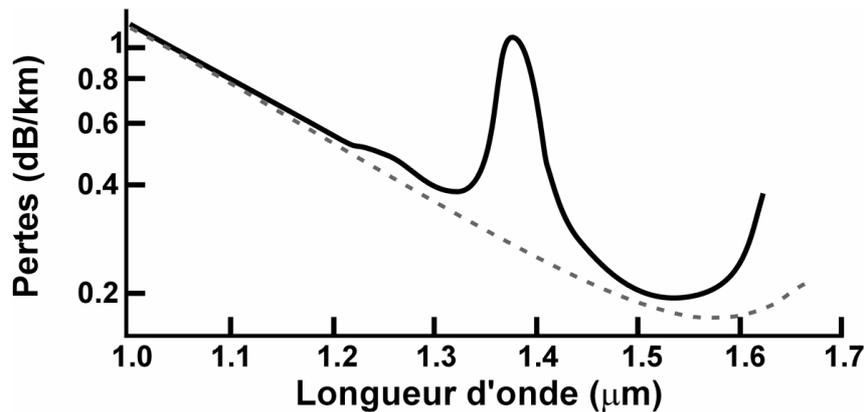


Figure I-1 : Spectre d'absorption d'une fibre optique standard monomode et spectre d'absorption minimum théorique (en pointillé)

Les réseaux locaux exploitent, à l'heure actuelle, une longueur d'onde porteuse à 850 nm. A cette longueur d'onde, les composants sont bas coût et les pertes restent acceptables pour des courtes distances (de 300 à 500 mètres). Les réseaux locaux futurs utiliseront la bande autour de 1300 nm. Même si les composants sont plus onéreux, l'utilisation de cette bande permet de diminuer largement les pertes.

Les réseaux longues distances et les réseaux métropolitains utilisent la bande comprise entre 1510 et 1560 nm de longueur d'onde. C'est dans cette gamme de longueur d'ondes que l'atténuation est la plus faible. Par ailleurs, les limitations dues aux pertes de la fibre ont été surmontées en utilisant des répéteurs optoélectroniques dans lesquels le signal optique est dans un premier temps converti en courant électrique, amplifié électriquement puis retranscrit en signal optique. De tels régénérateurs deviennent complexes et chers dans le cas des systèmes où l'on utilise plusieurs fréquences (optiques) porteuses sur une même ligne (*WDM* : *Wavelength Division Multiplexing*). Aussi, pour pallier ces problèmes, des amplificateurs optiques ont été développés et chargés de régénérer le signal optiquement et ce afin de ne plus employer de répéteurs. Dans les systèmes actuels, fonctionnant pour la plupart dans la bande C (1530 - 1560 nm), ce sont les amplificateurs EDFA (*Erbium Doped Fiber Amplifier*) qui sont couramment utilisés et ont été largement développés au cours des années 90 [5], [6]. Aujourd'hui l'effort de recherche est également porté sur un autre type d'amplificateurs, les amplificateurs Raman [7], qui sont basés sur un phénomène non linéaire de diffusion Raman stimulée. Contrairement à l'amplification de type EDFA, elle est active tout au long de la fibre optique et permet d'amplifier simultanément une large gamme de longueurs d'ondes.

Ces différents amplificateurs sont à l'origine de fort flux de puissance dans la fibre et il est alors nécessaire de prendre en compte les effets non linéaires générés dans la fibre, liés à une interaction entre les ondes optiques et le matériau. Ceci est principalement vrai dans les systèmes multiplexés en longueurs d'ondes à très longues distances. Citons parmi ces effets non linéaires le mélange à quatre ondes (*FWM* : *Four Wave Mixing*), l'effet Kerr ou encore la diffusion Brillouin et la diffusion Raman stimulée.

Par conséquent, les amplificateurs optiques constituent une solution au problème des pertes mais, en contrepartie, ils ajoutent du bruit et mettent en oeuvre des phénomènes liés

aux non linéarités de la fibre. En effet les dégradations du signal sont accumulées à travers les étages d'amplification. Les répéteurs optoélectroniques ne présentent pas ce problème puisqu'ils régénèrent le flux de bits original et compensent donc la dégradation du signal pour toutes les sources. Pour remplacer un répéteur optoélectronique, un régénérateur optique doit comporter les mêmes fonctions : Ré-amplification, Remise en forme et Re-synchronisation (les 3 R). De gros efforts de recherche sont réalisés pour développer et améliorer les régénérateurs optiques [8] - [10], moins onéreux et moins encombrants.

I.3.2 Quelles contraintes introduites par l'emploi de la fibre optique

Malgré un avantage certain sur ses concurrents que sont l'espace libre et le câble de cuivre, la fibre optique présente quelques phénomènes physiques qui tendent à limiter ses performances. Pour réaliser des transmissions très hautes performances, il convient de garantir le caractère monomode du guide d'onde que constitue la fibre optique. Si la fibre est multimode, l'onde se propage suivant les différentes vitesses de groupes possibles (autant que de modes guidés possibles) ce qui rend difficile la synchronisation et l'analyse du signal. La bande passante en terme de débit de la liaison en est alors affectée.

En second lieu, il est nécessaire de minimiser les phénomènes de dispersion se traduisant par un élargissement temporel de l'impulsion. Deux bits contigus pourraient alors partiellement se recouvrir entraînant alors une augmentation de la probabilité d'erreur d'interprétation du bit. Ces phénomènes limitent la distance maximale de transmission sans régénération en fonction du débit véhiculé par la porteuse optique. Dans les fibres monomodes, on distingue deux types de dispersion : la dispersion chromatique (*CD : Chromatic Dispersion*) et la dispersion de polarisation de mode (*PMD : Polarization Mode Dispersion*).

La dispersion chromatique, exprimée en ps/(nm.km) est définie comme la dérivée du temps de propagation par rapport à la longueur d'onde, pour une longueur de fibre de 1 kilomètre. Elle dépend de deux phénomènes : la dispersion propre du matériau et la dispersion du guide. Ainsi certaines longueurs d'onde présentent des vitesses de groupe supérieures à d'autres. Concrètement, dans les réseaux de télécommunications, et afin de s'affranchir de la dispersion chromatique, deux solutions sont possibles. La première est d'utiliser des fibres à dispersion chromatique modifiée, quasiment nulle à la longueur d'onde de 1550 nm. La seconde est d'utiliser une fibre à dispersion chromatique négative dont le rôle est de compenser et d'annuler les déformations des impulsions dues à la dispersion chromatique.

I.4 Comment coder l'information à transmettre

Après avoir défini le support de l'information, il convient de bien définir les types de codages du signal qui seront employés pour les transmissions et les réseaux considérés. En effet, le motif élémentaire a une densité spectrale de puissance qui, liée à sa fréquence d'horloge, définit la bande spectrale utile du signal. Les composants électroniques et optiques présents dans la chaîne de transmission devront alors ne pas dénaturer cette bande spectrale utile.

I.4.1 Les formats de modulation employés

Avant d'être transmises, les données analogiques sont numérisées. Elles sont ensuite codées afin de réduire le spectre fréquentiel occupé et ainsi minimiser les contraintes sur les circuits électroniques utilisés. Les formats de modulation sont choisis pour limiter les dégradations liées aux non linéarités du système mais également pour offrir une meilleure sensibilité du système et améliorer son efficacité spectrale. Le choix d'un type de codage dépend du système dans lequel il est implanté.

Les codages de type tout ou rien (*OOK : On-Off Keying*) sont les plus répandus dans les transmissions longues distances sur fibre optique. Ainsi les formats NRZ (*Non Return to Zero*) et RZ (*Return to Zero*) sont couramment employés car simples à mettre en œuvre pour un signal optique dont on ne peut déterminer que l'intensité associée à son onde porteuse. Un exemple de chronogramme d'une même séquence de données binaires (011010) de ces deux codes est présenté Figure I-2.

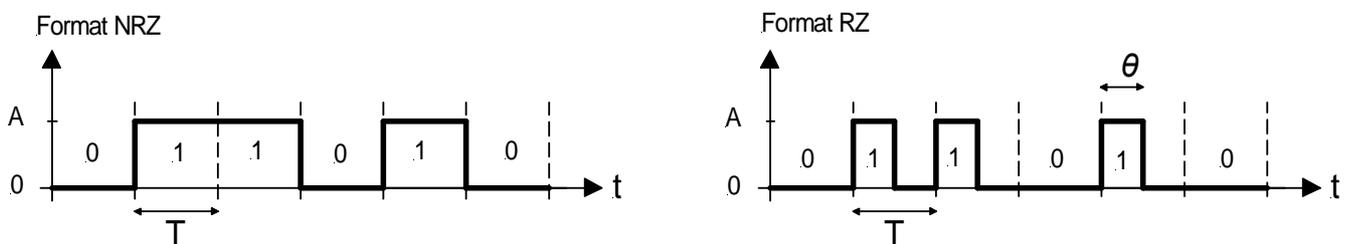


Figure I-2 : Codes NRZ et RZ unipolaire

Le terme θ caractéristique du signal RZ représente la durée pendant laquelle un bit « 1 » a une amplitude A . Le terme T représente quant à lui la période du signal. Dans le cas de symboles équiprobables, les densités spectrales de puissance des signaux NRZ et RZ sont respectivement données par les expressions (I-1) et (I-2) [18] :

$$\gamma_{NRZ}(f) = \frac{A^2 T}{4} \sin^2 c^2(fT) + \sum_k \left| H\left(\frac{k}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{k}{T}\right) \quad (I-1)$$

$$\gamma_{RZ}(f) = \frac{A^2 \theta^2 T}{4} \sin^2 c^2(f\theta T) + \sum_k \left| H\left(\frac{k}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{k}{T}\right) \quad (I-2)$$

D'après les expressions précédentes, ces spectres sont composés de deux termes : un spectre continu et un spectre de raies. Ce dernier, qui est un spectre discret concentré aux fréquences k / T , avec k un entier relatif, est une conséquence de la nature non centrée et non corrélée des symboles qui codent le signal. δ est la fonction de Dirac et $H(k / T)$ la transformée de Fourier du motif élémentaire de codage.

Dans le cas du signal NRZ, la transformée de Fourier du motif s'annule aux fréquences multiples de la fréquence d'horloge, ce qui n'est pas le cas pour le signal RZ. Par conséquent il est plus aisé de récupérer la fréquence d'horloge pour un signal RZ que pour un signal NRZ. Les spectres respectivement associés aux signaux NRZ et RZ sont présentés Figure I-3 et Figure I-4.

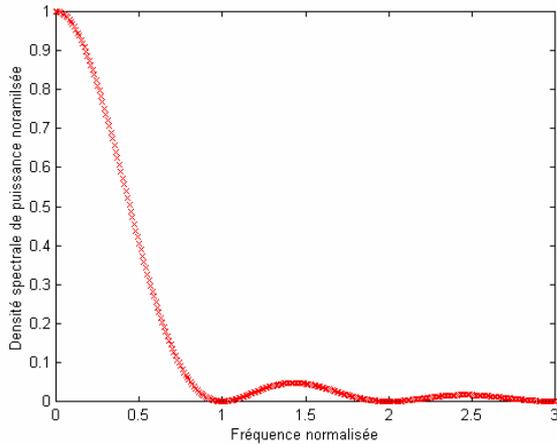


Figure I-3 : Densité spectrale de puissance normalisée du code NRZ

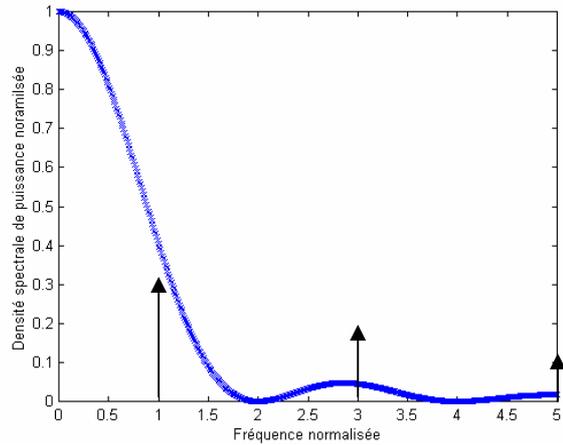


Figure I-4 : Densité spectrale de puissance normalisée du code RZ ($\theta = 0.5$)

Dans le cas du signal RZ et dans le cas usuel où θ est choisi égal à 0.5, le spectre de raies est constitué d'une composante à toutes les fréquences multiples impairs de la fréquence du signal en plus de la composante à la fréquence nulle, représentant la puissance moyenne du signal. A noter que lorsque le paramètre θ du signal RZ est choisi égal à 1 on retrouve le cas du signal NRZ.

Le codage NRZ offre donc un intérêt majeur : il utilise une bande spectrale deux fois moins large que la bande utile nécessaire au codage RZ. En conséquence, à débit égal, les performances en terme de bande passante requises pour les composants de la chaîne sont moins contraignantes dans le cas du codage NRZ. Cependant ce dernier rend plus difficile la récupération d'horloge que le codage RZ. Les Figure I-5 et Figure I-6 présentent un exemple de la mesure de la densité spectrale de puissance pour une même trame de données pseudo aléatoire pour ces deux formats, dans une configuration système.

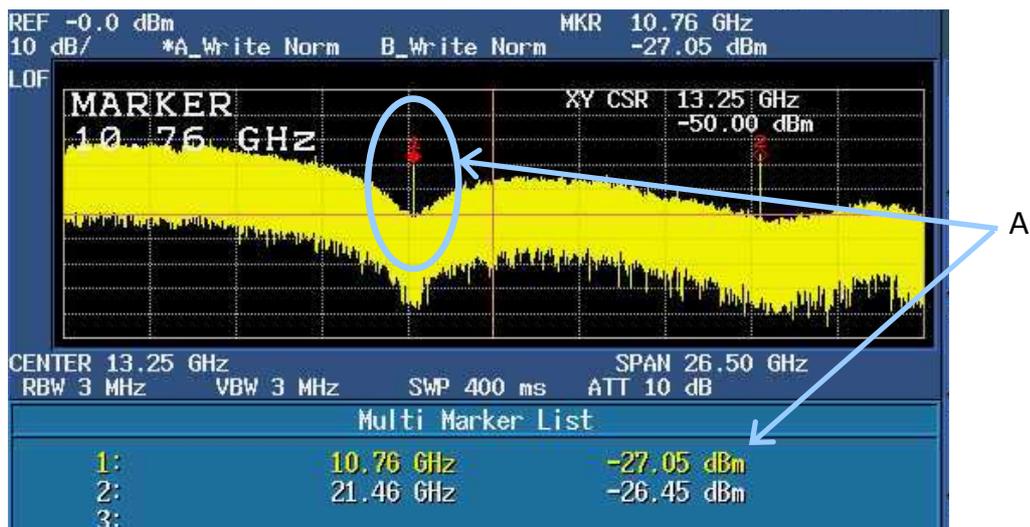


Figure I-5 : Mesure de la densité spectrale de puissance d'un signal PRBS NRZ 10.709 Gbit/s



Figure I-6 : Mesure de la densité spectrale de puissance d'un signal PRBS RZ 10.709 Gbit/s

Il est possible pour un signal RZ de récupérer l'horloge par filtrage. La raie d'horloge existante à 10.709 GHz possède un niveau de puissance important (- 2.18 dBm) pour un signal RZ (cf. point B sur la Figure I-6) en comparaison au niveau présent dans le spectre NRZ (- 27.05 dBm, cf. point A sur la Figure I-5). C'est entre autre la raison pour laquelle le format de modulation RZ est préféré au format NRZ pour les transmissions longues distances.

D'autre part, pour les transmissions longues distances, le code RZ est moins sensible aux interférences inter symboles (*ISI*), aux distorsions non-linéaires et au bruit présent dans le tronçon de ligne. Cela permet de réaliser des distances de liaison sur fibre nettement plus longues avant régénération. Par ailleurs, le format RZ envoie des impulsions courtes dans la fibre optique. Ces impulsions vont alors se comporter comme des ondes solitaires [11] qui de par leur puissance vont solliciter les effets non linéaires et dispersifs de la fibre optique et pouvoir se propager sans se déformer, donc sans engendrer de dégradation du signal. Ce principe physique est à l'origine des premières transmissions de types solitons permettant d'atteindre des débits supérieurs à 1 Tbit/s.

Des recherches récentes ont été entreprises sur les formats de modulation afin d'avoir une meilleure efficacité spectrale. Cette dernière (exprimée en bit/s/Hz) caractérise la capacité d'un format à transmettre un débit maximum par Hz de bande passante. Cette grandeur permet d'évaluer l'emploi d'autres types de codage comme par exemple le type DPSK (*Differential Phase Shift Keying*). La modulation différentielle à saut de phase propose en effet une bonne alternative aux modulations de type tout ou rien pour améliorer les performances des transmissions sur fibre optique pour des débits supérieurs à 10 Gbit/s [12]. Elle permet d'accroître sensiblement l'efficacité de la liaison et présente une sensibilité inférieure aux phénomènes non linéaires optiques de la fibre. Son principal inconvénient est la nécessité de démoduler le signal optique avant d'effectuer la photo-détection, ce qui, à ce jour, reste un verrou technologique.

D'autres formats tels que les formats CS-RZ (*Carrier Suppressed RZ*), RZ-DPSK (*RZ Differential Phase Shift Keying*) ou encore le code duo binaire ont été étudiés dans le cas de

transmissions WDM [13], [14]. Le format de modulation CSRZ-DPSK semble être le code le plus approprié pour transmettre des données d'un débit de 40 Gbit/s sur plusieurs centaines de kilomètres [1], tout en présentant une très bonne efficacité spectrale (0.8 bit/s/Hz).

I.4.2 Les codes correcteurs d'erreur

Afin de réduire les contraintes en terme de rapport signal à bruit optique (*OSNR* : *Optical Signal to Noise Ratio*) et de distorsions du signal, les codes correcteurs d'erreur (*Forward Error Code* : *FEC*) sont largement utilisés dans les systèmes de transmission sur fibre optique. En augmentant sensiblement le nombre de données à transmettre (par redondance), et donc le débit total, ils permettent d'améliorer grandement les performances du système.

Le principe de ces codes réside dans le fait que si les erreurs introduites par le canal modifient le mot transmis en un mot n'appartenant pas au code, un décodeur les détecte et peut les corriger [13].

I.4.3 Les systèmes électroniques de correction des déformations

Outre les codes correcteurs d'erreur, des corrections peuvent être opérées électroniquement afin de compenser certains « effets néfastes » engendrés par la structure de la fibre. Par exemple, la dispersion chromatique et la dispersion de polarisation de mode limitent la possibilité d'augmenter l'intervalle entre les répéteurs pour les applications longues distances. En ce qui concerne la dispersion chromatique, la solution classique est d'utiliser des fibres spéciales. L'utilisation de filtres ou d'égaliseurs électriques directement intégrables dans les dispositifs de réception semble être une bonne alternative pour réduire le coût des systèmes de transmissions. Dans ce cas, il s'agit de réaliser une compensation globale des déformations des signaux en intervenant sur la correction des interférences inter-symboles.

Par ailleurs les réseaux optiques sont en train d'évoluer, passant de liaisons directes et de topologies en anneaux à des architectures maillées (cf. Figure I-7). Dans ces nouveaux réseaux (*ASON* : *Automatic Switched Optical Network*), les données peuvent suivre différentes voies pour être transmises entre deux points identiques. Ceci permet de se protéger contre d'éventuelles pannes du réseau ou encore de redistribuer l'information en fonction de la bande passante disponible sur l'une ou l'autre des voies. Le développement de dispositifs électroniques agissant quasiment en temps réel et corrigeant les défauts apportés par le support de transmission, et ce quelle que soit la voie empruntée, est très important pour apporter une plus grande flexibilité au réseau.

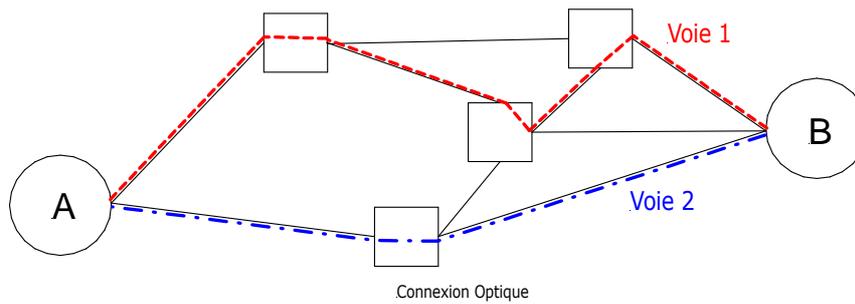


Figure I-7 : Architecture des futurs réseaux optiques

Le principe de fonctionnement de ces systèmes de compensation consiste à injecter le signal dans un dispositif d'égalisation contenu dans le récepteur.

I.4.4 Les protocoles de transmission sur fibre optique

Les transmissions sur fibre optique sont régies par un ensemble de protocoles : la hiérarchie numérique synchrone (*SDH : Synchronous Digital Hierarchy*) qui est un protocole d'origine européenne et le réseau optique synchrone (*SONET : Synchronous Optical Network*), protocole d'origine américaine. La mise en place de nombreuses normes a permis de trouver un compromis entre les protocoles SDH et SONET afin qu'ils puissent cohabiter au sein des mêmes réseaux de transport.

La hiérarchie courante PDH (hiérarchie numérique plésiochrone, *ie.* presque synchrone), apparue il y a une trentaine d'années, a évolué principalement pour répondre aux besoins d'augmentation du débit à transmettre. Un des principaux inconvénients de cette hiérarchie est de ne pas autoriser la récupération d'une trame de données sans démultiplexer l'ensemble des données. Ce protocole est aujourd'hui de moins en moins utilisé. Pour répondre aux besoins actuels (téléphonie, données, vidéo ...) la hiérarchie numérique synchrone SDH a été développée. Celle-ci présente de nombreux avantages concernant la gestion du réseau, la sécurisation contre les défauts de la ligne ou des équipements, la possibilité d'insérer et d'extraire directement un signal constituant du multiplex.

Les niveaux sont organisés hiérarchiquement en STM-n (*Synchronous Transport Module*, niveau n). L'organisation hiérarchique des réseaux de transmission sur la fibre optique, avec le débit associé, est présentée dans le Tableau I-1.

SDH	SONET	Débit
STM - 1	OC - 3	155.52 Mbit/s
STM - 4	OC - 12	622.08 Mbit/s
STM - 16	OC - 48	2.48 Gbit/s
STM - 64	OC - 192	9.953 Gbit/s
STM - 128	OC - 384	19.9 Gbit/s
STM - 256	OC - 768	39.81 Gbit/s

Tableau I-1 : Organisation hiérarchique des réseaux de transmission sur fibre optique

bit/s). Ceci est réalisé à l'aide de multiplexeurs électroniques dans le cas de l'ETDM (cf. § I.5.1) et en utilisant des impulsions de courtes durées dans le cas de l'OTDM (cf. § I.5.2).

Dans le cas du multiplexage en longueurs d'onde, l'ensemble des données est envoyé simultanément. Pour cela, chaque longueur d'onde différente transmet un signal bas débit (A, B, C ou D).

Afin d'augmenter encore le débit transmis il est usuel de combiner les deux types de multiplexage. Ainsi, dans un premier temps, on multiplexe temporellement des signaux afin d'obtenir par exemple un signal à 2.5 ou 10 Gbit/s. Cette opération est répétée afin de constituer plusieurs signaux à haut débit. Ces signaux sont ensuite multiplexés en longueurs d'onde. De cette manière, on transporte sur une seule fibre optique plusieurs longueurs d'onde contenant des signaux multiplexés électriquement. Avec ce principe, et en prenant comme exemple la Figure I-9, on peut envisager de transmettre 4×10 Gbit/s en imaginant que chacun des signaux A_m, B_m, C_m et D_m est multiplexé temporellement à 10 Gbit/s.

I.5.1 Comment réaliser le multiplexage temporel électrique

Le synoptique d'une transmission ETDM (*Electrical Time Division Multiplexing*) est schématisé Figure I-10. Le multiplexage est entièrement réalisé électriquement. Le signal transmis à $N \times$ Gbit/s (typiquement à 2.5, 10 voire 40 Gbit/s [15]) est obtenu par multiplexage de la trame de base d'un débit de 155 Mbit/s. Par exemple, on utilise des multiplexeurs 16 vers 1 puis 4 vers 1 pour générer un signal à 10 Gbit/s. Le signal est alors injecté dans un amplificateur ultra large bande de moyenne puissance (le driver de modulateur). Le signal amplifié module ensuite la lumière injectée dans la fibre optique via le modulateur optique.

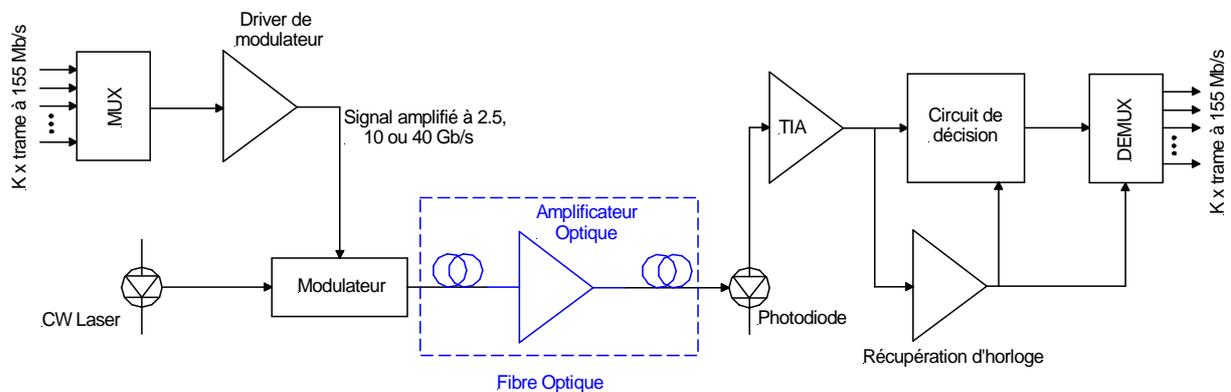


Figure I-10 : Synoptique d'une transmission ETDM

Du côté de la réception, le signal optique est converti en signal électrique à l'aide de la photodiode puis amplifié avec un amplificateur trans-impédance (TIA : *TransImpédance Amplifier*) dont une des caractéristiques principales est d'avoir un facteur de bruit faible et un gain important. L'horloge est ensuite extraite du signal grâce à un dispositif de récupération d'horloge. Un circuit de décision permet de re-synchroniser et de remettre en forme (à l'aide de bascules D) le signal. Ce dernier est ensuite démultiplexé électriquement en trames de plus bas débit afin de retrouver le signal d'origine. L'ensemble photodiode + amplificateur TIA est couramment appelé photorécepteur. On peut éventuellement y adjoindre un amplificateur

limiteur afin d'aborder les circuits de décision avec une amplitude de 500 à 700 mVpp indépendante de la puissance optique détectée. Des fonctions correctrices peuvent également être ajoutées à la réception (fonction de compensation de dispersion chromatique par filtre électrique, etc.).

I.5.2 Réalisation du multiplexage temporel optique

Une transmission OTDM (*Optical Time Division Multiplexing*) utilise une technologie qui consiste à multiplexer temporellement des trains d'impulsions par des moyens purement optiques (cf. synoptique de la Figure I-11).

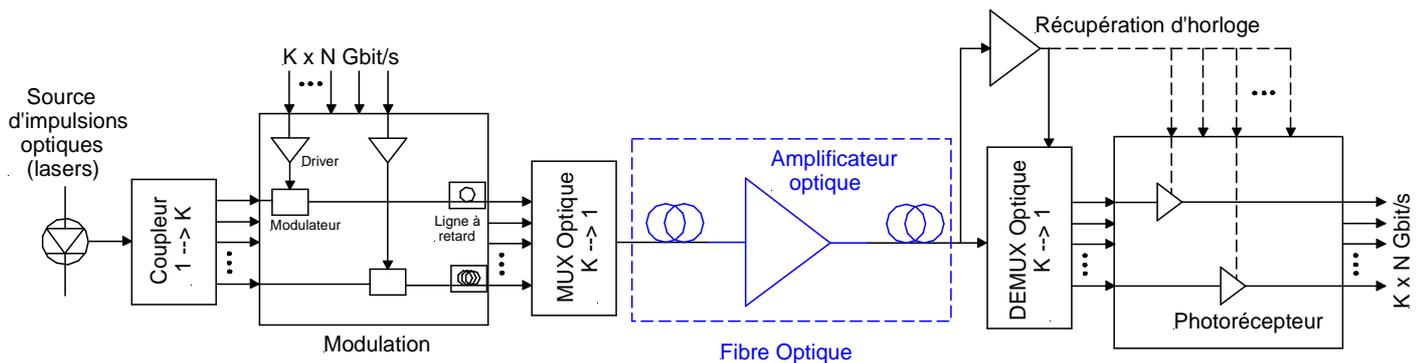


Figure I-11 : Synoptique d'une transmission OTDM

A l'image d'une transmission ETDM, le signal électrique module l'intensité du signal optique composé d'impulsions de courtes durées. Le coupleur permet d'obtenir l'équivalent de K sources optiques qui sont toutes de longueur d'onde identique. Chacune d'entre elles est ensuite modulée par les signaux électriques des différents canaux à transmettre de $N \times \text{Gbit/s}$ chacun. Des lignes à retard permettent de décaler temporellement ces trains optiques, qui sont alors injectés dans un multiplexeur optique. Le signal résultant est amplifié puis envoyé dans la fibre optique.

Le signal optique est codé dans un format de type RZ (*Return to Zero*) pour que le multiplexage se fasse sans recouvrement temporel. Ainsi, à titre d'exemple, dans le cas d'une transmission OTDM à 160 Gbit/s, chaque impulsion a une largeur à mi-hauteur (*FWHM : Full Width Half Maximum*) correspondant à une période de 3.2 ps (soit 1/160 GHz) [16].

A la réception, le signal est amplifié et l'horloge est extraite. Cette dernière est synchronisée au signal à $K \times N \text{ Gbit/s}$ à l'aide d'une boucle à verrouillage de phase, et sert de base de temps pour le démultiplexage. Un photorécepteur permet ensuite de retrouver le signal électrique.

L'utilisation du multiplexage OTDM peut permettre de surmonter les difficultés rencontrées dans le développement des dispositifs électroniques utilisés pour le multiplexage ETDM (bande passante, puissance de sortie nécessaire, ...). Des débits de 160 Gbit/s par voie ont déjà été démontrés avec la technologie OTDM [17]. Son usage devient courant dans les réseaux métropolitains.

Ces deux techniques de multiplexage à répartition temporelle font intervenir le plus souvent le codage RZ pour les transmissions longues distances (cf. § I.4).

I.5.3 Réalisation du multiplexage en longueur d'onde

Dans le cas du multiplexage en longueur d'onde, plusieurs longueurs d'onde sont envoyées simultanément dans une même fibre. Le synoptique d'une transmission WDM est présenté Figure I-12.

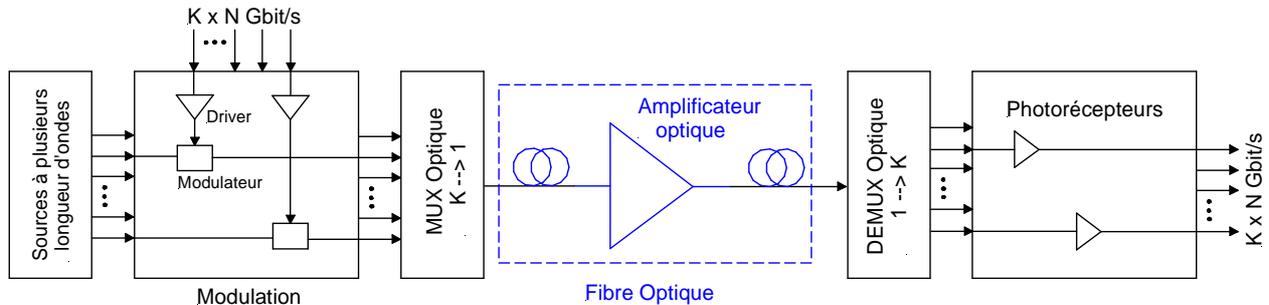


Figure I-12 : Synoptique d'une transmission WDM

À l'émission, plusieurs lasers possédant des longueurs d'onde différentes sont utilisés. Chacune de ces longueurs d'onde est modulée par un signal numérique (débit de 2.5, 10 ou 40 Gbit/s obtenu par multiplexage temporel) via une série de modulateurs. Pour des débits supérieurs à 2.5 Gbit/s, la modulation externe est préférée car le phénomène de chirp (variation de la longueur d'onde émise) est moins important qu'en modulation directe du laser. D'autre part, l'usage de modulateurs externes permet également d'obtenir un meilleur taux d'extinction, par conséquent un meilleur rapport signal à bruit.

Les composants optiques (multiplexeurs, démultiplexeurs, ...) sont des composants passifs. L'utilisation d'amplificateurs à fibre dopée Erbium (*Erbium Doped Fiber Amplifier* : *EDFA*) permet de compenser les pertes d'insertion résultantes des multiplexages et démultiplexages des longueurs d'onde.

Après le démultiplexage en longueur d'onde, chaque voie est détectée et amplifiée par un photorécepteur.

Les institutions normatives internationales ont défini un espacement de 1.6 nm (200 GHz) ou 0.8 nm (100 GHz) entre deux longueurs d'onde dans la fenêtre de transmission 1530 – 1565 nm (cf. Tableau I-2). En augmentant le nombre de ces longueurs d'onde, on parle de technologie DWDM (*Dense WDM*) [3], [19]. Dans ce cas l'espacement entre les longueurs d'onde peut descendre jusque 0.4 nm (50 GHz) voire 0.2 nm (25 GHz). Ceci permet de transmettre simultanément 80 ou 160 canaux optiques. On parle même de U-DWDM (*Ultra DWDM*) lorsque l'espacement entre longueurs d'onde descend à 0.08 nm (10 GHz). L'espacement inter canaux inférieur à 0.8 nm n'est pas utilisé dans les liaisons exploitées commercialement car celles-ci deviennent trop vulnérables aux distorsions rencontrées en pratique.

Type de multiplexage	U-DWDM	DWDM	WDM	CWDM
Nombre de canaux	jusque 400	jusque 300	jusque 16	4 – 16
Espacement inter-canaux	0.08 nm	0.8 à 0.2 nm	1.6 à 0.8 nm	20 nm
Débit par longueur d'onde	10 Gbit/s	10 – 40 Gbit/s	10 – 40 Gbit/s	1.25, 2.5, 10 Gbit/s

Tableau I-2 : Caractéristiques des différents multiplexage en longueur d'onde

Le passage de 10 à 40 Gbit/s par canal optique permet d'avoir une meilleure efficacité spectrale, réduisant le coût du bit par kilomètre. Cependant, l'augmentation du débit s'accompagne de contraintes physiques (telles que la dispersion chromatique, la dispersion de mode de polarisation ou les effets non-linéaires de la fibre optique) ayant pour effet de dégrader la transmission. Un des défis technologiques à venir consiste à surmonter ces problèmes.

Finalement, la technologie DWDM permet de soulager l'infrastructure optique des réseaux mais présente en contre partie des coûts assez élevés. Pour pallier ce point, la technologie CWDM (*Coarse WDM*) a été développée. Le nombre de canaux est limité à 16 et les lasers utilisés sont moins performants. Les longueurs d'onde y sont espacées de 20 nm, dans la fenêtre de transmission 1270 – 1610 nm. De ce fait, les systèmes CWDM ne sont pas compatibles avec les amplificateurs optiques, qui ont une bande passante optique trop étroite. L'emploi du CWDM se réduit donc aux réseaux métropolitains. Cette technologie permet d'avoir néanmoins des réseaux souples et modulables pour un coût de revient plus faible.

I.6 Mesurer le signal numérique pour caractériser le système

Deux outils complémentaires permettent de mesurer et de caractériser la qualité d'une transmission numérique : le diagramme de l'œil (aspect plutôt qualitatif) et le taux d'erreur binaire (aspect quantitatif). Nous employons par la suite ces deux outils afin de caractériser la qualité des composants et structures inclus dans la chaîne de transmission.

I.6.1 Le diagramme de l'œil

Le diagramme de l'œil est une des mesures de base en transmission numérique, qui permet d'une manière très simple d'apprécier la qualité des signaux numériques transmis. Il est obtenu par la superposition de toutes « les trajectoires » possibles quand les symboles varient aléatoirement (cf. Figure I-13). Dans la pratique, pour visualiser sa représentation sur un oscilloscope, on envoie une séquence pseudo aléatoire de symboles à l'entrée de la chaîne de transmission et on récupère le signal en sortie de la chaîne de réception en synchronisant le signal sur la fréquence d'horloge.

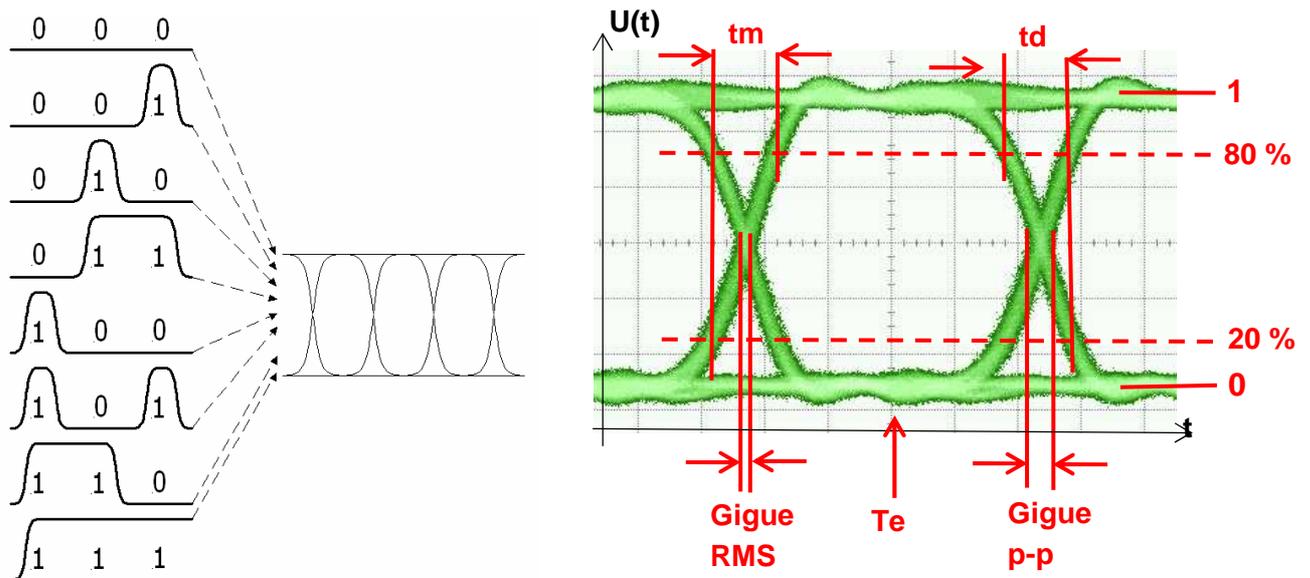


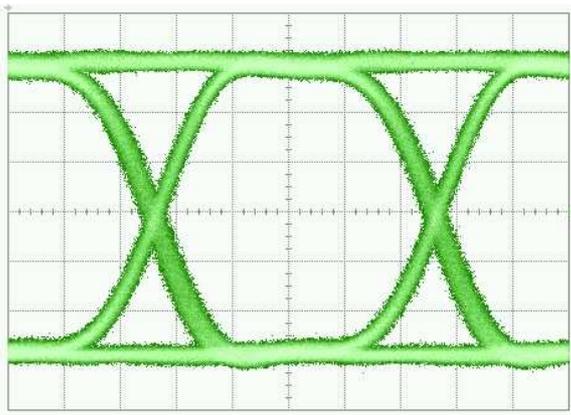
Figure I-13 : Principe de constitution d'un diagramme de l'œil et ses principaux paramètres

Le diagramme de l'œil permet de caractériser à la fois des signaux électriques (sortie d'un driver de modulateur, sortie d'un photorécepteur, etc.) et des signaux optiques (sortie d'un modulateur, etc.). Les principaux paramètres mesurés sur un diagramme de l'œil sont les suivants :

- La gigue de phase (ou *jitter*), qui est définie comme la mesure de la variation des fronts montant et descendant au niveau de leur croisement. On associe une distribution gaussienne à ces variations et deux types de jitter sont alors considérés :
 - Le jitter RMS (« *Root Mean Square* ») qui est contenu dans 1σ (soit environ 68.3 % de la largeur de la gaussienne).
 - Le jitter « peak to peak » qui est contenu dans 3σ (soit la quasi-totalité de la largeur de la gaussienne).
- L'ouverture de l'œil est définie comme la différence entre le niveau haut « 1 » et le niveau bas « 0 » à l'instant d'échantillonnage T_e . La valeur du seuil de décision est généralement choisie au milieu de ces deux valeurs extrêmes. Un œil ouvert permet au dispositif de réception de bien identifier les symboles transmis tandis qu'un œil fermé se traduit par des erreurs de transmission.
- Les temps de montée t_m et de descente t_d (mesurés typiquement entre 20 et 80 % de l'amplitude de l'œil).
- La largeur de l'œil, liée au débit, et l'amplitude de l'œil, dépendant des dispositifs d'amplification par exemple.
- Le rapport signal à bruit (*Signal to Noise Ratio* : *SNR*) permet de contrôler la qualité du signal transmis.
- Le point de croisement.

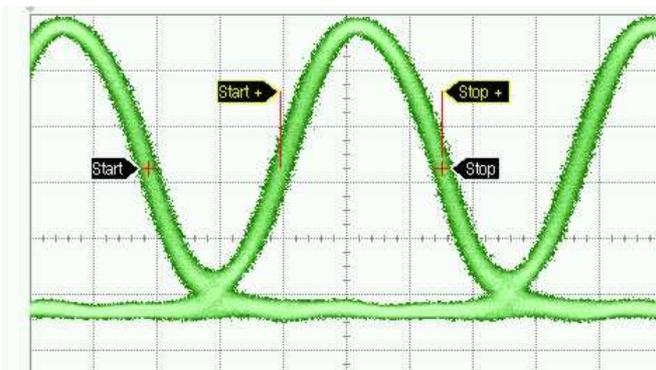
L'allure du diagramme de l'œil nous donne des informations sur les caractéristiques de la transmission (bande passante suffisante, variation du gain ou du temps de groupe dans la bande, interférence inter-symbole, etc.). Par exemple, lorsque la transmission est bruitée le diagramme de l'œil se ferme. D'autre part, afin de faire une analyse critique d'un diagramme de l'œil, il est important de bien connaître les caractéristiques du signal PRBS d'origine et de tenir compte également des conditions de mesures.

A titre d'exemple, les Figure I-14 et Figure I-15 présentent respectivement un diagramme de l'œil, avec ses caractéristiques, d'un signal NRZ à 9.953 Gbit/s et d'un signal RZ à 10.709 Gbit/s.



Débit (Gbit/s)	9.953
Gigue RMS (ps)	1.7
Gigue pp (ps)	11.5
Point de croisement	46.5%
Temps de montée (ps)	25.8
Temps de descente (ps)	25.3
Hauteur de l'œil (V)	5.5
Largeur de l'œil (ps)	90
SNR	30.8
Amplitude de l'œil (Vpp)	6.1

Figure I-14 : Diagramme de l'œil d'un signal NRZ en sortie d'un driver de modulateur et ses principaux paramètres pour un débit de 9.953 Gbit/s



Débit (Gbit/s)	10.709
Gigue RMS (ps)	1.66
Gigue pp (ps)	8.5
Rapport cyclique (duty cycle)	55%
Temps de montée (ps)	20
Temps de descente (ps)	20
Hauteur de l'œil (V)	6.6
Largeur de l'œil (ps)	42.3
SNR	43
Amplitude de l'œil (Vpp)	7.1

Figure I-15 : Diagramme de l'œil d'un signal RZ en sortie d'un driver de modulateur et ses principaux paramètres pour un débit de 10.709 Gbit/s

Les trames de données pseudo aléatoires PRBS (*Pseudo Random Binary Sequence*) classiquement utilisées pour caractériser une transmission comportent $2^{15}-1$ bits, voire $2^{31}-1$ bits. Plus le temps d'acquisition de la séquence est long et plus les paramètres relevés sur le diagramme de l'œil sont précis.

L'analyse du diagramme de l'oeil constitue une première étape. Le paramètre le plus pertinent pour la qualification d'une liaison reste la mesure du taux d'erreur binaire qui permet de quantifier la qualité de la transmission.

I.6.2 Mesure du taux d'erreur binaire

Le taux d'erreur binaire (désigné couramment par *BER* : *Bit Error Ratio*) permet de quantifier les erreurs faites par le circuit de décision, reflétant la qualité de la transmission.

$$BER = \frac{\text{Nb bits erronés en sortie du récepteur}}{\text{Nb bits reçus}} \quad (I-3)$$

En considérant que le bruit apporté par la transmission de données est gaussien, il est possible de déterminer une relation entre le diagramme de l'oeil et le BER (cf. Figure I-16). Les niveaux de « 1 » et de « 0 » sont considérés comme des variables gaussiennes [18].

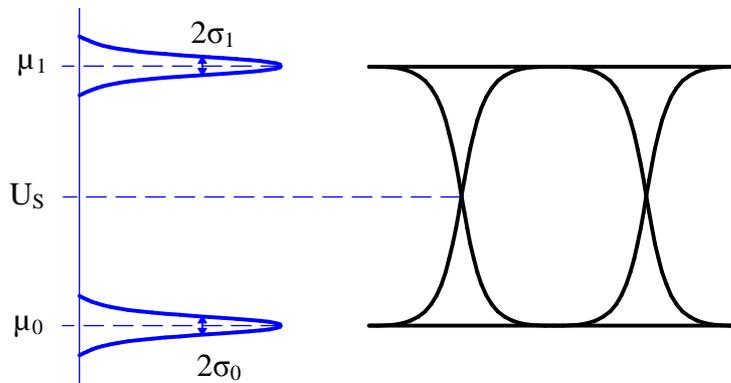


Figure I-16 : Densité de probabilité d'un diagramme de l'oeil

Une analyse des variables représentées sur la Figure I-16 permet de remonter au taux d'erreur binaire. On définit par μ_i la valeur moyenne sur les niveaux i et σ_i l'écart type. U_s correspond au seuil de décision du récepteur. Au dessus de ce seuil le circuit de décision considérera la réception d'un « 1 » et en dessous celle d'un « 0 ».

La probabilité pour qu'un « 0 » soit reçu lorsqu'un « 1 » est émis est défini par l'expression (I-4) :

$$P(0/1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_{-\infty}^{U_s} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu_1}{\sigma}\right)^2\right] dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\mu_1 - U_s}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (I-4)$$

avec $\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\pi} \int_x^{\infty} \exp(-x^2) dx$

De même, la probabilité pour qu'un « 1 » soit reçu lorsqu'un « 0 » est émis est donnée par l'expression (I-5) :

$$P(1/0) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{U_s - \mu_0}{\sqrt{2}\sigma}\right) \quad (I-5)$$

La probabilité d'erreur totale P_{erreur} , correspondant au BER, est donnée par l'expression (I-6), en considérant les probabilités $P(0/1)$ et $P(1/0)$ égales.

$$P_{\text{erreur}} = \frac{1}{2} P(0/1) + \frac{1}{2} P(1/0) = P(0/1) = P(1/0) \quad (I-6)$$

Lorsque la tension de seuil est prise égale à $(\mu_1 - \mu_0)/2$, on obtient :

$$P_{\text{erreur}} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \quad (I-7)$$

$$\text{avec } Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0}$$

L'expression du taux d'erreur binaire est finalement :

$$TEB = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right) \approx \frac{\exp(-Q^2/2)}{Q\sqrt{2\pi}} \quad (I-8)$$

Une transmission est considérée comme étant de très bonne qualité lorsque son BER atteint des valeurs de 10^{-9} voire de 10^{-12} (1 erreur toute les 10^{12} bits émis). Dans la suite de cette étude, chaque structure analysée entrant dans la chaîne de transmission est qualifiée par une analyse du diagramme de l'oeil qui lui est associé et dont nous déduisons la dégradation du taux d'erreur binaire, liée à l'emploi de la structure.

I.7 Constitution d'une transmission de type ETDM à 10 et 40 Gbit/s

A partir des considérations précédentes et ayant une meilleure connaissance des différents dispositifs de transmission par fibre optique, nous allons focaliser notre attention sur la conception et la réalisation d'un dispositif d'émission – réception pour des transmissions ETDM à 10 Gbit/s RZ et à 40 Gbit/s NRZ.

A l'heure actuelle, ces dispositifs sont en effet les solutions intégrées par les opérateurs ou les équipementiers dans les systèmes complets de transmission car présentant un rapport coût / débit intéressant et proposant une bonne modularité de leurs différentes fonctions. D'autre part, les performances des composants commercialisés présents dans la chaîne sont en adéquation avec les caractéristiques nécessaires aux transmissions longues distances.

Dès lors, la difficulté de la conception et de la mise au point de ce type de système est liée à d'autres facteurs limitatifs, et plus particulièrement à la forte intégration des circuits, à l'interconnexion entre les différents composants ou encore à la mise en boîtier du dispositif. Des phénomènes parasites peuvent en effet apparaître et être à l'origine de la dégradation des performances de la chaîne de transmission.

Afin de mieux appréhender le fonctionnement d'une chaîne de transmission ETDM, nous présentons ci-après les principales particularités des fonctions d'émission et de réception dans le cas d'applications longues distances.

I.7.1 La fonction d'émission

La fonction d'émission a pour but de transformer le signal électrique en signal optique (cf. synoptique de la Figure I-17). Pour cela, le signal électrique au débit de base (155 Mbit/s) est multiplexé, amplifié et il module ensuite le signal lumineux continu issu du laser. Le signal optique modulé résultant est alors injecté dans la fibre optique pour être transmis.

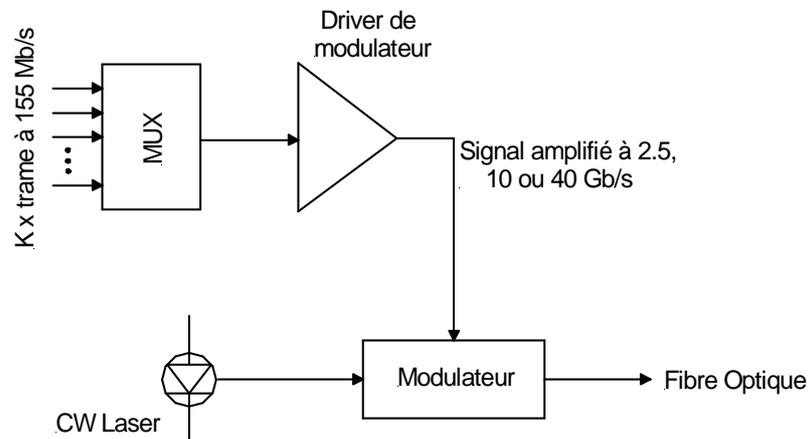


Figure I-17 : Synoptique de l'émission d'une transmission ETDM utilisant la modulation externe

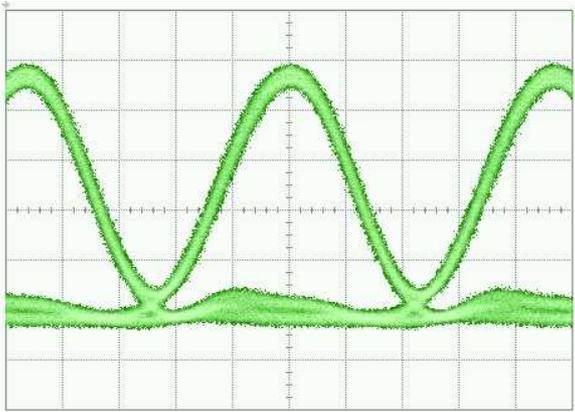
Comme nous venons de le voir, le signal lumineux continu est modulé par le signal électrique. Pour cela deux techniques peuvent être mises en oeuvre : la modulation directe et la modulation externe.

La modulation directe consiste à moduler le courant d'alimentation des lasers à semi-conducteur, entraînant directement la modulation de la puissance lumineuse émise. Toutefois, la puissance disponible est relativement faible et l'usage d'amplificateurs à fibre est nécessaire dans le cas de la transmission longues distances. Pour des débits égaux ou supérieurs à 10 Gbit/s, la modulation directe du laser dégrade la qualité du signal. En effet, le phénomène de « chirp » pour le laser a des conséquences trop importantes. Le « chirp » est un glissement en fréquence qui est fonction de l'amplitude de la modulation. Si on l'ajoute à la dispersion chromatique de la fibre optique, ce phénomène engendre une dégradation du signal transmis (élargissement des impulsions) d'autant plus important que la distance à couvrir est grande. C'est pour cela que pour les transmissions sur de longues distances il est préférable d'utiliser un laser continu et un modulateur externe.

La modulation externe fait pour sa part appel à une source lumineuse continue (*CW Laser : Continuous Wave Laser*) associée à un modulateur (cf. Figure I-17). Suivant l'application, différents modulateurs sont envisagés : les modulateurs électro-optiques et les modulateurs à électro-absorption.

En raison de la qualité supérieure de la trame optique générée, les modulateurs électro-optiques sont employés pour les transmissions longues distances sur fibre optique. C'est pourquoi la suite de l'étude porte sur l'analyse d'un sous-ensemble d'émission comprenant ce type de modulateur. D'autre part, le format RZ est préféré au format NRZ pour les

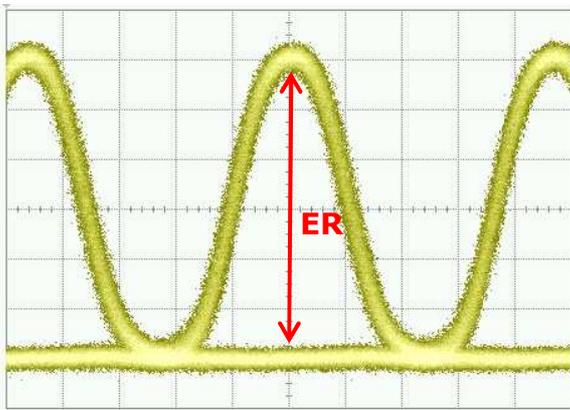
applications longues distances (cf. § I.4) et il est dans ce cas nécessaire d'adjoindre au synoptique de base de la Figure I-17 un convertisseur NRZ / RZ entre le multiplexeur et le driver de modulateur. D'un point de vue système, les caractéristiques d'un diagramme de l'œil typique à 10 Gbit/s RZ en sortie du convertisseur NRZ / RZ sont synthétisées sur la Figure I-18.



Débit (Gbit/s)	10.709
Gigue RMS (ps)	1.1
Gigue pp (ps)	6.7
Duty Cycle	53.3%
Temps de montée (ps)	21.8
Temps de descente (ps)	20
Hauteur de l'œil (V)	0.77
Largeur de l'œil (ps)	43
SNR	17.7
Amplitude de l'œil (Vpp)	0.92

Figure I-18 : Diagramme de l'œil d'un signal RZ en sortie d'un convertisseur NRZ / RZ et ses principaux paramètres pour un débit de 10.709 Gbit/s pour une trame de données de $2^{31}-1$ bits

Le sous-ensemble d'émission est développé de manière à garantir un diagramme de l'œil en sortie du modulateur électro-optique avec les spécifications suivantes (cf. Figure I-19) :



Débit (Gbit/s)	10.709
$V_{\pi RF}$ (Vpp)	7
P_{opt} (dBm)	10
Taux d'extinction (dB)	13.5
Gigue RMS (ps)	1.6
Gigue pp (ps)	9.4
Duty Cycle	44.8 %
Temps de montée (ps)	14.7
Temps de descente (ps)	16
Largeur de l'œil (ps)	31
SNR	30.8
Amplitude de l'œil (mW)	1.95

Figure I-19 : Diagramme de l'œil d'un signal RZ en sortie du modulateur électro-optique et ses principaux paramètres pour un débit de 10.709 Gbit/s pour une trame de données de $2^{31}-1$ bits

Les termes $V_{\pi RF}$ et P_{opt} sont associés au modulateur et correspondent respectivement à la tension demi-onde et à la puissance optique continue appliquée à son entrée (cf. § II.2.2). Le taux d'extinction correspond quant à lui au rapport entre la puissance lumineuse de sortie équivalente à un « 1 » et celle équivalente à un « 0 » en sortie du modulateur.

Ces performances requises en sortie du modulateur garantissent un taux d'erreur binaire de 10^{-12} sur une ligne de transmission longue distance.

Les prochaines générations de « transceiver » doivent permettre d'échanger des données à 40 Gbit/s et même au-delà. Globalement, le synoptique de ces transceivers est identique à celle à 10 Gbit/s. Une première étape du développement de ces dispositifs consiste à utiliser le format NRZ, nécessitant une bande passante plus réduite que le format RZ. En effet, les facteurs limitatifs évoqués dans le cas des transceivers fonctionnant à 10 Gbit/s RZ sont ici encore plus présents et nécessitent des études complexes dans lesquelles chaque point doit être traité avec attention.

I.7.2 La fonction de réception

La fonction de réception d'une transmission haut débit ETDM sur fibre optique, dont le synoptique est rappelé Figure I-20, a pour but de retranscrire le signal optique en signal électrique pour être interprété. Différentes étapes sont ainsi nécessaires. La photodiode rend possible la transformation du signal lumineux en un signal électrique qui est ensuite amplifié. Les circuits de décision, de récupération d'horloge et de démultiplexage permettent alors de retrouver le signal de base.

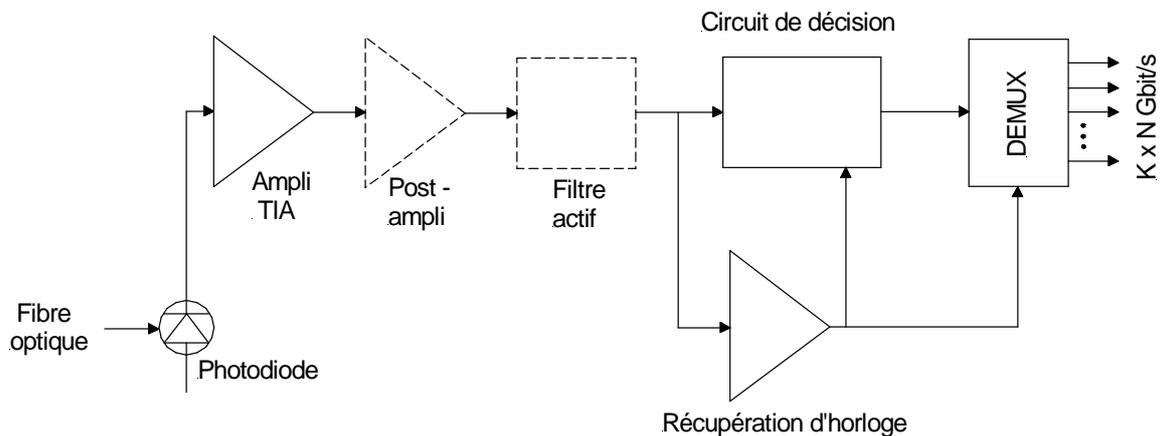
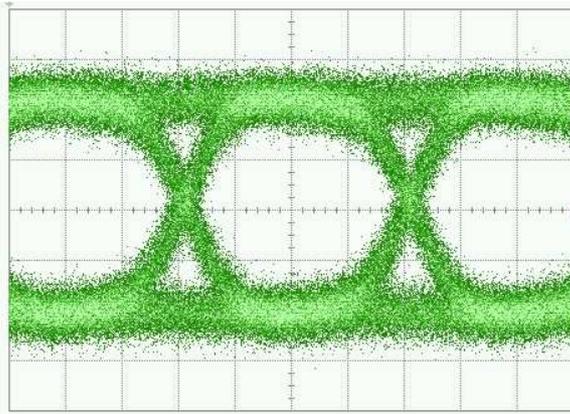


Figure I-20 : Synoptique de la réception d'une transmission ETDM

La détection est la partie sensible de la réception. Elle permet de transformer le signal optique reçu en un signal électrique qui sera traité par les dispositifs électroniques présents en aval. Le rôle de la photodiode est donc de transformer les variations de puissance optique, qui contiennent l'information à transmettre, en variations électriques.

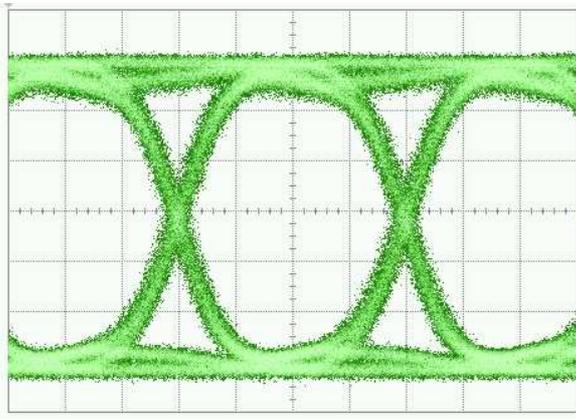
D'autres composants peuvent également intervenir dans la réception, comme des amplificateurs linéaires, des filtres actifs, etc., dans l'optique de proposer des fonctions supplémentaires à l'opérateur.

Comme pour le sous-ensemble d'émission, nous allons nous référencer aux paramètres du diagramme de l'œil pour définir un cahier des charges de conception du sous-ensemble de réception. Deux diagrammes de l'œil, correspondant à deux puissances optiques d'entrée différentes, ainsi que leurs paramètres caractéristiques sont présentés sur les Figure I-21 et Figure I-22. Le débit est de 12.5 Gbit/s et la trame de données contient $2^{31}-1$ bits.



Débit (Gbit/s)	12.5
Popt in (dBm)	- 10
Gigue RMS (ps)	2.6
Gigue pp (ps)	19.1
Point de croisement	53.6 %
Temps de montée (ps)	22.2
Temps de descente (ps)	21.8
Hauteur de l'œil (mV)	11.9
Largeur de l'œil (ps)	63.8
SNR	8.3
Amplitude de l'œil (mVpp)	18.6

Figure I-21 : Diagramme de l'œil d'un signal NRZ en sortie d'un amplificateur trans-impédance (TIA) et ses principaux paramètres pour une puissance optique d'entrée de - 10 dBm



Débit (Gbit/s)	12.5
Popt in (dBm)	0
Gigue RMS (ps)	1.9
Gigue pp (ps)	10.6
Point de croisement	50.1 %
Temps de montée (ps)	22.2
Temps de descente (ps)	21.3
Hauteur de l'œil (mV)	152.6
Largeur de l'œil (ps)	67.4
SNR	17.05
Amplitude de l'œil (mVpp)	184.7

Figure I-22 : Diagramme de l'œil d'un signal NRZ en sortie d'un amplificateur trans-impédance (TIA) et ses principaux paramètres pour une puissance optique d'entrée de 0 dBm

Comme pour l'émission, les performances synthétisées ci-dessus permettent de garantir un taux d'erreur binaire de 10^{-12} pour des transmissions longues distances.

I.8 Conclusion

Autour du support de transmission que constitue la fibre optique, ce premier chapitre a été l'occasion de se familiariser avec les différents réseaux de distribution déployés pour transporter de l'information. Nous avons ensuite abordé la notion de codage de cette information, du format jusqu'aux protocoles utilisés pour la transmettre, en passant par les différentes techniques de corrections. Nous avons alors décrit les différentes techniques disponibles pour diffuser le signal et précisé les moyens dont on dispose pour mesurer le signal et ainsi caractériser le système de transmission.

Enfin, nous avons présenté les caractéristiques des modules d'émission et de réception utilisés pour les transmissions ETDM longues distances sur fibre optique. Les dispositifs intégrant les deux fonctionnalités (transceivers) connaissent aujourd'hui une forte évolution et

sont largement plébiscités par les opérateurs et les équipementiers car modulables et compacts. Ils serviront de base à notre étude.

Les performances de ces dispositifs s'analysent à travers les différents paramètres du diagramme de l'œil et du taux d'erreur binaire. Ceux-ci ont été spécifiés pour des applications à 10.7 Gbit/s RZ en émission et 12.5 Gbit/s NRZ en réception.

Références

- [1] S. Bigo, and W. Idler : *Multi-terabit/s Transmission Over Alcatel TeraLight™ Fiber*. Alcatel Telecommunications Review – 4th Quarter 2000.
- [2] B. Zhu, L. E. Nelson, S. Stulz, A. H. Gnauck, C. Doerr, J. Leuthold, L. Grüner-Nielsen, M. O. Pedersen, J. Kim, R. Lingle, Jr., Y. Emori, Y. Ohki, N. Tsukiji, A. Oguri, and S. Namiki : *6.4 Tbit/s (160x42.7 Gb/s) transmission with 0.8 bit/s/Hz spectral efficiency over 32x100 km of fiber using CSRZ-DPSK format*. Proc. OFC 2003, pp. PD19-1 – PD19-3.
- [3] A. Suzuki, X. Wang, T. Hasegawa, Y. Ogawa, S. Arahira, K. Tajima, and S. Nakamura : *8x160 Gb/s (1.28 Tb/s) DWDM/OTDM unrepeated transmission over 140 km standard fiber by semiconductor-based services*. ECOC 2003, Rimini, Italy, September 21-25 2003.
- [4] G.P. Agrawal : *Fiber-Optic Communication Systems – Third edition*. Wiley-Interscience, 2002.
- [5] E. Desurvire : *Erbium Doped Fiber Amplifiers, Principles and applications*. Wiley Inter Science, 1994.
- [6] E. Delevaque : *Contribution à l'étude de composants actifs à fibre de silice dopée aux ions terres rares*. PhD Thesis, Université des sciences et techniques de Lille Flandres Artois, 1993.
- [7] J. Kani, M. Jinno, K. Oguchi : *Fibre Raman amplifier for 1520 nm band WDM transmission*. Electronics Letters, vol. 34, n°18, pp. 1745-1747, 1998.
- [8] L. Bramerie, M. Gay, G. Girault, V. Roncin, S. Fève, and J-C. Simon : *Performance of a Polarization Insensitive 3R Optical Regenerator Based on a new SOA-NOLM Architecture*. ECOC 2004, We2.5.2, Stockholm, Sweden.
- [9] J. Leuthold, G. Raybon, Y. Su, and R.J. Essiambre : *All-Optical Transmission and Wavelength Conversion of 40 Gb/s Signal over Ultra-long Haul Distances*. IEEE/LEOS Summer Topical Meeting 2002, Mont Tremblant, Canada, paper WB1, July 2002.
- [10] T. Tekin, C. Bornholdt, J. Slovak, M. Schlak, B. Sartorius, J. Kreissl, S. Bauer, C. Bobbert, W. Brinker, B. Maul, Ch. Schmidt, and H. Ehlers : *Semiconductor Based True All-optical Synchronous Modulator for 3R Regeneration*. Proc. 29th ECOC 2003, vol. 3, pp. 794-795, Rimini, Italy, September 21-25 2003.
- [11] M. Remoissenet : *Waves Called Solitons, Advanced Texts in Physics – 4 Editions*. Springer Verlag.
- [12] D. Boivin, M. Hanna and J. R. Barry : *Reduced-Bandwidth Duobinary Differential Continuous-Phase Modulation Format for Optical Communications*. IEEE Photonics Tech. Letters, Vol.17, n°6, June 2005.
- [13] J. M. Kahn and K.-P. Ho : *Advanced modulation and signal processing techniques for 40 Gb/s optical transmission systems*. Optical Transmission Systems and Equipment for WDM Networking. ITCOM '02, Boston, Massachusetts, July-29 August-2, 2002, SPIE Paper 4872-04.

- [14] I. Morita : *Ultra-dense WDM transmission technologies toward 100% spectral efficiency*. ECOC 2003, Rimini, Italy, September 21-25 2003.
- [15] P. M. Krummrich, E. Gottwald, N. E. Hecker, C.-J. Weiske, A. Schöpflin, K. Kotten, and B. Lankl : *40 GBit/s ETDM for Long Haul WDM Transmission*. Siemens AG, optical Networks, Germany, September 2002.
- [16] H. Murai, M. Kagawa, H. Tsuji, and K. Fujii : *Single Channel 160 Gbit/s Carrier-Suppressed RZ Transmission Over 640 km with EA Modulator Based OTDM Module*. ECOC 2003, Rimini, Italy, September 21-25 2003.
- [17] T. Ohara, H. Takara, I. Shake, K. Mori, K. Sato, S. Kawanishi, S. Mino, T. Yamada, M. Ishii, I. Ogawa, T. Kitoh, K. Magari, M. Okamoto, R. V. Roussev, J. R. Kurz, K. R. Parameswaran, and M. M. Fejer : *160-Gb/s OTDM Transmission Using Integrated All-optical Mux/Demux with All-channel Modulation and Demultiplexing*. IEEE Photonics Technology Letters, Vol.16, N°2, pp. 650-652, Feb. 2004.
- [18] M. Charbit : *Systèmes de communications et Théorie de l'Information*. Editions Hermes Science, 2003.
- [19] A. Hodžić , M. Winter, B. Konrad, S. Randel, and K. Petermann : *Optimized filtering for 40-Gb/s/Ch-based DWDM transmission systems over standard single-mode fiber*. IEEE Photonics Technology Letters, Vol.15, N°7, pp. 1002-1004, July 2003.

CHAPITRE II :
LES COMPOSANTES D'UN DISPOSITIF
D'EMISSION – RECEPTION
POUR LES TRANSMISSIONS LONGUES
DISTANCES SUR FIBRE OPTIQUE

II LES COMPOSANTES D'UN DISPOSITIF D'EMISSION – RECEPTION

II.1 Introduction

Les dispositifs d'émission – réception, communément désignés par le terme « transceiver », ont pris une place importante dans les systèmes de transmissions de données sur fibre optique. On les retrouve ainsi principalement au niveau des nœuds d'interconnexion des différents réseaux. A ce jour, ce type de dispositif intégré existe pour des systèmes de transmissions à 10 Gbit/s au format NRZ. L'objectif de ce chapitre est donc d'introduire les différentes briques élémentaires remplissant le cahier des charges afférant aux transmissions 10 Gbit/s au format RZ longues distances.

Nous allons pour cela séparer l'étude de la fonction émission et celle de la fonction réception. Les composants de l'émission permettent de transformer le signal électrique à haut débit issu des multiplexeurs en signal optique, par le biais d'un modulateur, afin d'être transmis sur la fibre optique. Le rôle de la réception est inverse, et consiste à récupérer le signal optique et le retranscrire en signal électrique pour pouvoir être exploité. Chacun de ces composants sera spécifié dans l'objectif d'obtenir un bon bilan de liaison, c'est-à-dire dont le taux d'erreur binaire est inférieur à 10^{-12} .

En parallèle à la présentation de ces composants et de leurs spécifications, sont abordés les problèmes engendrés par l'interconnexion de ces circuits. Le concepteur est en effet amené à utiliser des circuits développés dans diverses technologies (types de lignes, de substrat, *etc.*), disponibles sous forme de puces seules, ou alors dans divers boîtiers, et qu'il convient d'intégrer en associant de la manière la plus efficace possible l'ensemble de ces technologies. D'autre part, des problèmes liés à la mise en boîtier de l'ensemble des composants (ajout de connecteurs hyperfréquences, prise en compte de contraintes mécaniques supplémentaires, *etc.*) ou encore à la présence de dispositifs d'alimentation (té de polarisation par exemple) ou de découplage, sont également à prendre en compte.

L'ensemble de ces points est à l'origine de phénomènes pouvant introduire des dégradations des performances globales du dispositif. Ces dégradations peuvent avoir plusieurs origines telles que la présence de résonances, de couplage entre composants, ... Dès lors chaque point doit être traité avec attention dans l'objectif de conserver les caractéristiques du diagramme de l'œil que nous avons définies précédemment.

Avant de s'intéresser à la présentation des transceivers, il est important de préciser que l'on trouve également dans le commerce de nombreux transpondeurs. A la différence des transceivers, ces derniers intègrent un multiplexeur et un démultiplexeur électriques (cf. Figure II-1). Notre étude porte plus spécifiquement sur les transceivers.

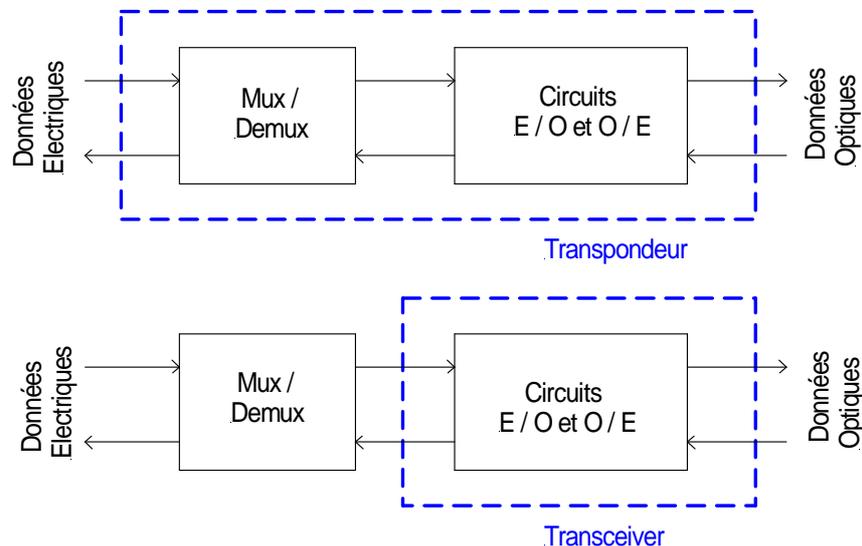


Figure II-1 : Synoptiques d'un transpondeur et d'un transceiver

Un transceiver est un dispositif constitué d'un émetteur et d'un récepteur intégré dans un module unique (cf. Figure II-2). Ce terme est employé dans les dispositifs de transmission sur fibre optique mais également pour désigner des circuits de communication sans fil.

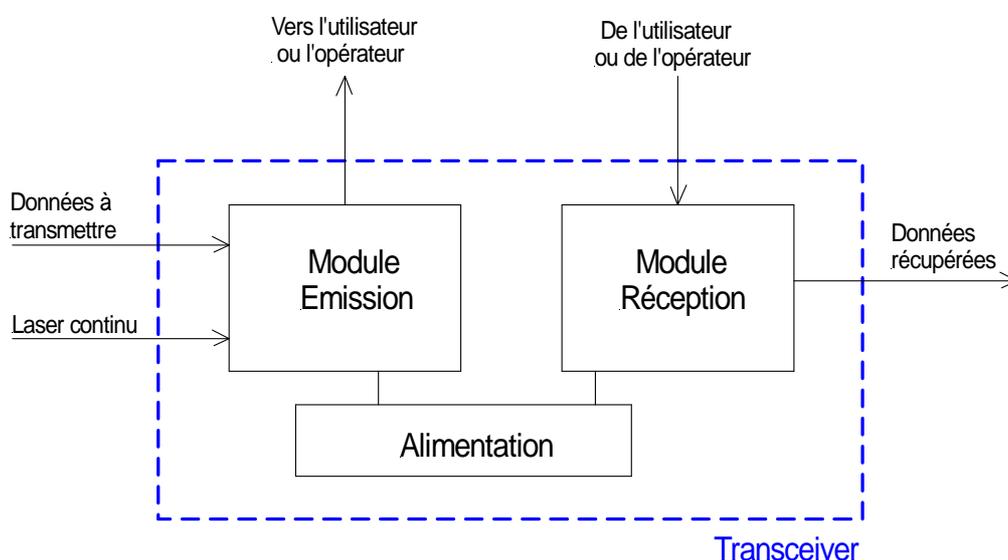


Figure II-2 : Synoptique d'un transceiver

Les nombreux transceivers commercialisés sont disponibles sous plusieurs formats normalisés. Pour les applications bas débit, à 1 Gbit/s, on utilise des transceivers *GBIC*. Pour des débits de 2.5 Gbit/s, on se tournera vers les transceivers *SFP* et les transceivers *XFP* ou *XENPAK* pour les applications 10 Gbit/s NRZ.

Ces transceivers utilisent la modulation directe, limitant les performances en terme de débit et de distances. Classiquement ils sont donc conçus et utilisés pour des applications jusque 10 Gbit/s NRZ de type metro-access, jusqu'à une dizaine de kilomètres de distance. Dans le cadre de notre étude, nous nous intéresserons plus particulièrement au dispositif fonctionnant à 10 Gbit/s RZ et des potentialités d'extension à 40 Gbit/s NRZ.

II.2 Constitution et performances de la fonction Emission du « transceiver »

Les différents composants d'une chaîne de transmission de données par fibre optique, et notamment les composants utilisés dans la conception d'un transceiver pour des applications longues distances, sont présentés Figure II-3. L'étude des performances globales de ce dispositif et de chacun de ses composants est également présentée dans le paragraphe.

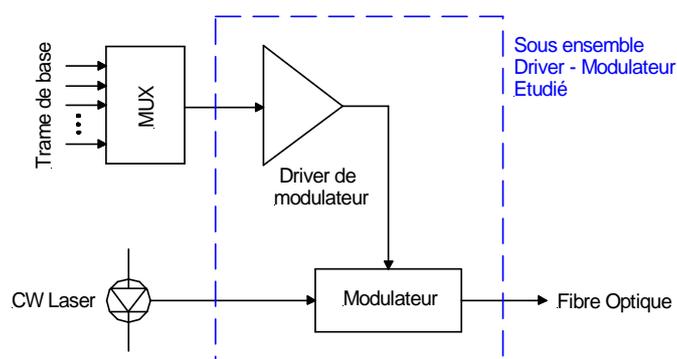


Figure II-3 : Sous-ensemble d'émission driver – modulateur étudié

Les performances du sous-ensemble driver – modulateur sont synthétisées dans le Tableau II-1. Ce dernier regroupe les principaux paramètres que le concepteur doit prendre en compte lors de la réalisation d'un émetteur. Ces valeurs sont données à titre indicatif pour la partie émission et pour des applications longues distances à 10.709 Gbit/s RZ. La définition de ces spécifications vise l'obtention d'un BER de 10^{-12} (cf. § I.6).

Paramètres	Minimum	Typique	Maximum
Electrique			
Signal d'entrée RF	300 mVpp	-	700 mVpp
Fréquence de coupure basse	-	-	50 kHz
Fréquence de coupure haute à -3 dB	18 GHz	-	-
S11 : adaptation en entrée (de 50 kHz à 18 GHz)	-	-	-10 dB
Impédance d'entrée	-	50 Ω	-
Temps de montée et de descente (20-80%)	-	-	21 ps
Optique			
Longueur d'onde	1530 nm	1550 nm	1565 nm
Puissance optique d'entrée	-	-	100 mW
Taux d'extinction optique	13 dB	-	-

Tableau II-1 : Exemple de caractéristiques pour la partie émission d'un transceiver

Les conséquences de chacune de ces spécifications sur le dispositif ainsi que la manière dont on peut les définir sont détaillées ci-dessous :

- L'amplitude de la tension d'entrée dépend de la sortie des multiplexeurs utilisés, transformant les trames de données initiales à 155 Mbit/s en une trame à 10.709 Gbit/s par exemple. Cette tension, après avoir été transmise via le connecteur et la ligne de propagation, est appliquée sur l'entrée de l'amplificateur. Celui-ci doit donc présenter un point de compression en entrée supérieur à 0 dBm pour assurer un fonctionnement linéaire si l'application le demande.
- La fréquence de coupure basse est définie par la longueur des mots et le principe de fonctionnement du code correcteur d'erreur (FEC). En pratique, elle dépend principalement des circuits de découplage des composants actifs
- La fréquence de coupure haute est définie par le débit et le codage utilisés. Elle est assurée par la bande passante des connecteurs, des puces MMIC et du modulateur.
- L'adaptation en entrée est primordiale, elle assure le bon transfert d'énergie du système. Elle est liée à la qualité du connecteur RF et de la première puce MMIC du driver de modulateur.
- Les temps de montée et de descente sont imposés par la bande passante des différents composants et dépendent du débit utilisé.
- La longueur d'onde d'utilisation doit être en adéquation avec la bande passante optique du modulateur et est imposée par les normes ITU. La puissance optique d'entrée est quant à elle conditionnée par les puissances de sortie des lasers qui garantissent des transmissions longues distances.
- Le taux d'extinction optique dépend du modulateur, du niveau de sortie du driver de modulateur et de la tension continue de polarisation du modulateur (cf. § II.2.2).

La présentation des différents composants de la fonction émission est l'occasion de définir les spécifications particulières de chacun de ces composants, avec comme objectif de respecter celles définies précédemment d'un point de vue système.

II.2.1 La génération d'une onde optique porteuse : la source laser

La génération d'une onde optique porteuse est à la base de toute transmission sur fibre optique. Les émetteurs à semi-conducteurs, et plus particulièrement les diodes laser, sont les sources optiques les plus répandues pour les applications de transmission. Le laser (*Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation*) permet en effet de produire un rayonnement cohérent par émission stimulée.

Lors du choix d'un laser, plusieurs critères doivent être pris en compte. Ainsi pour les applications longues distances la puissance qu'il délivre doit être suffisante et la largeur spectrale du laser doit être la plus fine possible afin de limiter les effets de la dispersion chromatique dans la fibre. D'autres paramètres tels que la stabilité en longueur d'onde (dans

le temps et en fonction de la température) ou encore le bruit d'émission doivent également être pris en compte.

Le laser et son intégration au sein du transceiver ne sont pas évoqués dans la suite de cette étude. Les fonctions optiques du transceiver sont abordées uniquement au niveau du modulateur en ce qui concerne la fonction émission.

II.2.2 La modulation du signal optique par voie électrique

Le modulateur permet de transcrire le signal électrique à transmettre en signal optique, autrement dit de transformer les données électriques en données optiques. Pour cela deux types de modulateurs sont classiquement utilisés dans les télécommunications sur fibre optique : le modulateur à électro-absorption (*EAM : Electro-Absorption Modulator*) et le modulateur électro-optique (*EOM : Electro-Optic Modulator*).

II.2.2.1 Le modulateur à électro-absorption

Le principe de fonctionnement d'un modulateur à électro-absorption est basé sur la modification du spectre d'absorption d'un semi-conducteur soumis à un champ électrique (cf. Figure II-4). Cet effet permet de moduler la source lumineuse et est connu sous le nom d'effet Franz-Keldysh [1] dans un matériau massif et d'effet Stark confiné dans un matériau quantique.

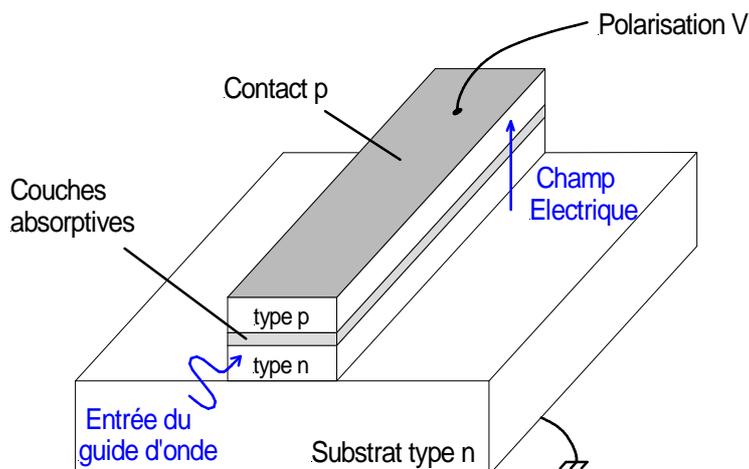


Figure II-4 : Schéma d'un modulateur à électro-absorption EAM

L'un des principaux avantages d'un modulateur EAM réside dans le fait qu'il peut être réalisé dans le même semi-conducteur que celui utilisé pour fabriquer le laser et donc de faciliter leur intégration sur la même puce. Ces ensembles sont appelés EML (*Electro-absorption Modulated Laser*) [2]. Par ailleurs, il est possible d'intégrer la fonction « driver de modulateur » sur la puce contenant la fonction laser et la fonction modulateur.

L'application d'une tension électrique au guide d'onde qui constitue le modulateur optique permet d'obtenir l'extinction du signal optique par effet Franz-Keldysh. Cette tension de commande est typiquement de 3 V crête à crête. Elle est deux fois plus faible que celle nécessaire pour produire le même effet pour un modulateur électro-optique (cf. § II.2.2.2). Par

conséquent ce type de modulateur requiert un étage d'amplification électrique beaucoup moins performant en terme de puissance de sortie que pour son « concurrent ».

A l'heure actuelle, on trouve des modulateurs EAM offrant une bande passante de 40 GHz [3]. Toutefois les modulateurs EOM procurent une qualité de signal optique supérieure nécessaire aux transmissions longues distances. C'est pourquoi dans la suite de l'étude de la réalisation d'un transceiver « long haul » les modulateurs EOM sont retenus.

II.2.2.2 Le modulateur électro-optique

Le principe de fonctionnement d'un modulateur électro-optique est quant à lui basé sur la modification de l'indice de réfraction du matériau sous l'effet d'un champ électrique [4]. Ce matériau dans lequel est réalisé l'architecture présentée sur la Figure II-5 permet d'obtenir la conversion électro-optique du signal.

Un tel dispositif utilise le principe d'interférométrie de Mach-Zehnder. Pour ce faire, on dispose sur une des deux branches de l'interféromètre deux électrodes qui permettent de soumettre un champ électrique au matériau du guide optique.

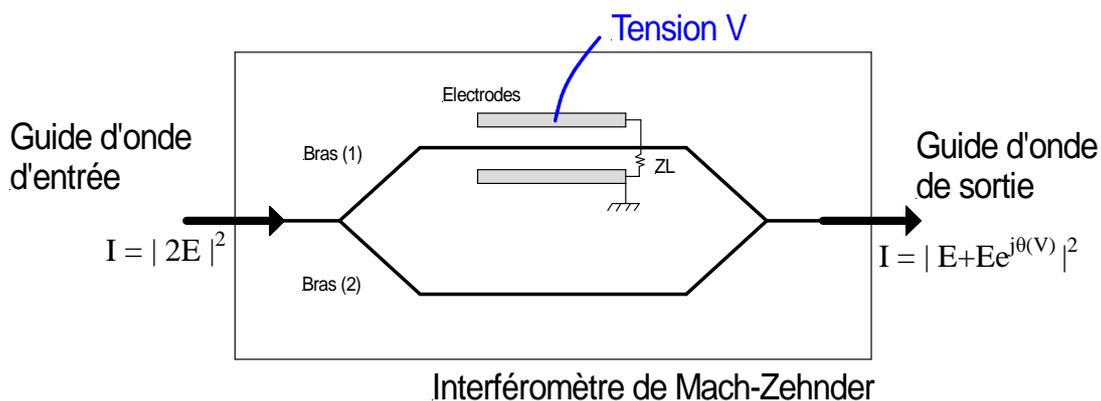


Figure II-5 : Schéma de principe de fonctionnement du modulateur électro-optique

Par effet électro-optique, et en polarisant les deux électrodes avec une tension V , il est possible de commander la différence de phase entre les deux bras de l'interféromètre. Le déphasage subi par l'onde est donné par la formule suivante :

$$\Delta_{\phi} = \Delta_{\phi_0} - \pi \frac{V}{V_{\pi}} \quad (II-1)$$

La tension V_{π} , appelée tension demi-onde, correspond à la tension à appliquer aux électrodes afin d'obtenir un déphasage de π entre les deux bras. Elle dépend du facteur de forme d/L du modulateur (d étant l'écart entre les électrodes et L la longueur active du guide optique), de la longueur d'onde λ_0 et des propriétés physiques du matériau (coefficient du tenseur électro-optique r_{33} et indice de réfraction n_0). Suivant le modulateur utilisé, la tension V_{π} varie entre 3 et 6 Vpp. Elle conditionne la puissance de sortie des drivers de modulateur et son expression est donnée par la relation (II-2).

$$V_{\pi} = \frac{d}{L} \frac{\lambda_0}{r_{33} n_0^3} \quad (II-2)$$

La relation entre le déphasage et la tension V est linéaire (cf. équation (II-1)). La phase de l'onde lumineuse peut donc être modulée par variation de la tension appliquée aux bornes du matériau électro-optique dans lequel s'effectue la propagation.

Ainsi, suivant la différence de marche (phase relative) introduite par la tension V , les deux faisceaux interfèrent de manière constructive (toute la puissance optique est disponible en sortie, équivalente à un « 1 ») ou de manière destructive (aucune lumière n'est présente en sortie du guide, équivalente à un « 0 »).

Finalement, l'application d'une tension V variant de 0 à V_{π} aux bornes des électrodes du modulateur (cf. réponse du modulateur sur la Figure II-6) permet d'obtenir un taux d'extinction (noté ER pour *Extinction Ratio*) le plus élevé possible. D'autre part, afin d'avoir un taux d'extinction optimal, le modulateur est polarisé autour d'un point de fonctionnement noté QUAD- ou QUAD+ (cf. Figure II-6) correspond à une tension de $V_{\pi} / 2$.

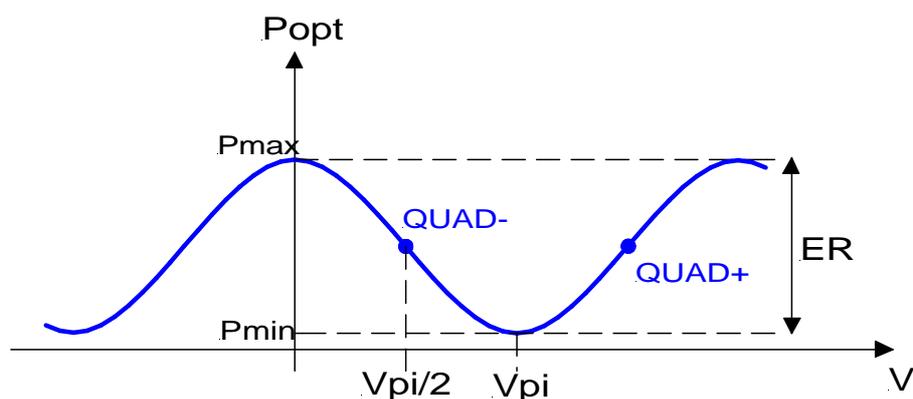


Figure II-6 : Réponse d'un modulateur électro-optique – Puissance optique de sortie en fonction de la tension de polarisation V

Une dérive du point de fonctionnement du modulateur (état de référence noté QUAD sur la Figure II-7) avec le temps entraîne une dégradation du signal optique de sortie du modulateur. Cette évolution est liée à divers phénomènes tels que la variation de la température ou encore les effets parasites d'accumulation de charges électrostatiques dans le cristal. Il est donc nécessaire de prévoir un circuit de régulation du point de fonctionnement du modulateur pour prendre en charge ces dérives dans le temps.

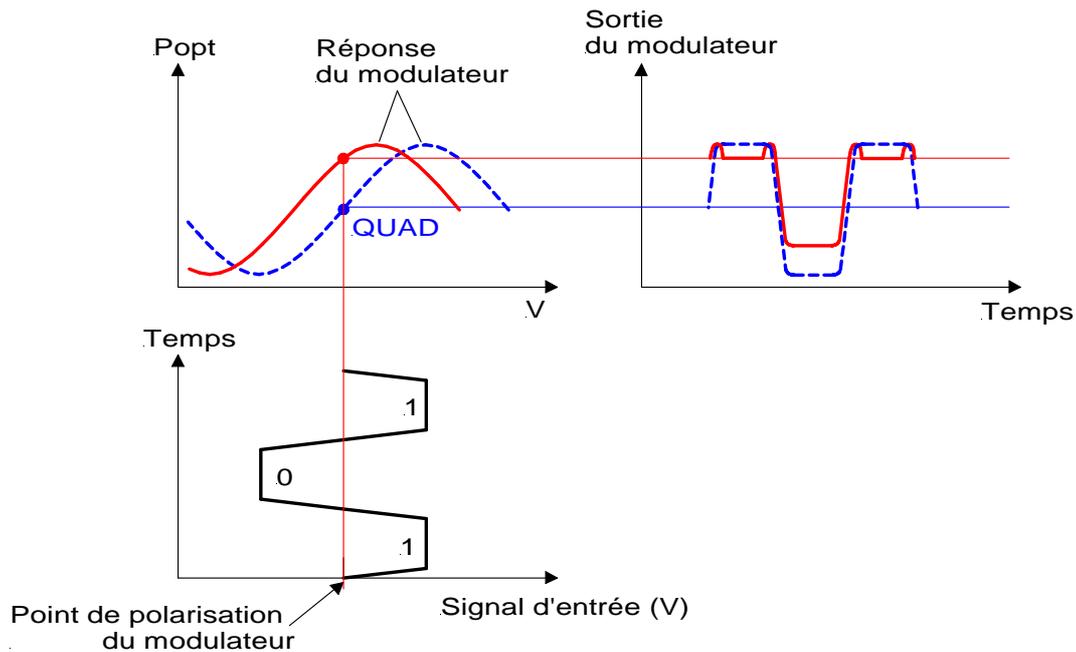


Figure II-7 : Réponse d'un modulateur électro-optique - Courbe rouge pleine : modulateur mal polarisé, courbe bleue en pointillés : modulateur bien polarisé

Le Tableau II-2 résume les principales caractéristiques d'un modulateur électro-optique retenu pour des applications 10.709 Gbit/s RZ. Les valeurs sont données à titre indicatif.

Paramètres	Minimum	Typique	Maximum
Débit (RZ)	-	10.709 Gbit/s	-

Electrique

Impédance d'entrée	35 Ω	40 Ω	-
S11 du port RF	-	-	- 10 dB
V_{π} (Port RF, à 10 Gbit/s)	-	6.0 V	6.5 V
V_{π} (Port de polarisation DC)	-	6.3 V	6.5 V
Puissance d'entrée RF (P_{1dB})	-	-	15 dBm
Fréquence de coupure haute (à - 3 dB)	18 GHz	20 GHz	-

Optique

Pertes d'insertion	-	5 dB	6 dB
Longueur d'onde λ	1530 nm	1550 nm	1565 nm
Taux d'extinction dynamique (optique)	16 dB	20 dB	-
Taux d'extinction (DC)	-	-	50 dB
Isolation optique	-	- 45 dB	- 40 dB
Puissance optique d'entrée	-	-	300 mW

Tableau II-2 : Caractéristiques d'un modulateur EOM du commerce – Application 10 Gbit/s

On note que les pertes d'insertion dans ce type de modulateur sont relativement fortes, typiquement de l'ordre de 5 dB. Ces pertes sont en grande partie dues au couplage optique entre la fibre et le guide d'onde, le reste étant lié à la propagation du signal dans le guide (canaux du Mach-Zehnder) du modulateur. Les paramètres d'un tel modulateur, en terme de

bande passante, de taux d'extinction, de pertes d'insertion, permettent de garantir les performances système nécessaires aux transmissions longues distances sur fibre optique ($BER < 10^{-12}$) définies au paragraphe I.6.

Les performances des modulateurs électro-optiques sont en constante amélioration. Dans ce but, de nouveaux matériaux autres que le Niobate de Lithium peuvent être utilisés, et notamment des matériaux polymères [5] - [6], dans l'objectif de réduire la taille des modulateurs, de diminuer la tension de modulation $V\pi$ [7] et également de présenter un point de fonctionnement plus stable dans le temps.

II.2.3 Le circuit de commande du modulateur

Le circuit de commande du modulateur, désigné également par le terme « driver » de modulateur, a un rôle prépondérant dans la fonction émission. Il permet d'amplifier le signal de sortie du multiplexeur avant de l'injecter dans le modulateur afin de moduler la porteuse optique.

De ce fait, plusieurs critères importants sont à considérer lors de la conception ou du choix de ce driver :

- *La bande passante* : elle doit être suffisante pour ne pas dégrader le signal. Une bande passante trop faible se traduit sur le diagramme de l'œil par une augmentation des temps de montée et de descente. Ceci a pour conséquence de détériorer le taux d'erreur binaire.
- *Le gain* : le gain doit être plat dans la bande passante. Une variation du niveau d'amplification des différentes harmoniques constituant le spectre du signal peut aboutir à une mauvaise restitution de la séquence de bits à transmettre. Ceci se traduira sur le diagramme de l'œil par une augmentation de l'épaisseur de niveaux de « 1 » et de « 0 » et une diminution de la valeur du rapport signal à bruit. Il est courant de cascader deux étages d'amplification pour délivrer le gain nécessaire. Dans notre cas d'étude, le gain du driver doit permettre d'atteindre 7 V crête à crête de tension de commande du modulateur à partir des 300 mV crête à crête de niveau de sortie des multiplexeurs.
- *La puissance de sortie* : la puissance de sortie de l'amplificateur doit être suffisante pour assurer le bon fonctionnement du modulateur. La tension délivrée par l'amplificateur doit ainsi être compatible avec la tension $V_{\pi RF}$ du modulateur. Une puissance de sortie trop faible ne permet pas d'atteindre le taux d'extinction requis pour les applications de transmission longues distances.
- *La variation du temps de groupe* : une variation du temps de groupe dans la bande passante entraîne une altération du signal en raison du déphasage entre les différentes harmoniques du spectre. Ceci se traduit sur le diagramme de l'œil par une augmentation de la gigue de phase pouvant entraîner des problèmes de synchronisation pour le circuit de décision.

- *L'adaptation* : un circuit mal adapté se traduit par la réflexion d'une partie du signal à transmettre, à l'origine de problèmes de platitude du gain.

Le développement des semi-conducteurs permet aujourd'hui de concevoir des circuits utilisables pour les applications de télécommunications et affichant les performances requises.

Plusieurs architectures d'amplificateurs peuvent ainsi être envisagées [8] pour réaliser la fonction de circuit de commande de modulateur : les amplificateurs à source commune, les amplificateurs à contre réaction, les amplificateurs différentiels ou encore les amplificateurs distribués. Afin de répondre au mieux aux critères précédemment évoqués, le choix se tourne vers les amplificateurs distribués, associant large bande passante et forte puissance de sortie. De nombreuses filières technologiques peuvent alors être considérées. Citons parmi celles-ci les filières SiGe, GaAs ou encore InP. Les caractéristiques de l'amplificateur développé pour des applications 10.7 Gbit/s RZ sont détaillées dans le Tableau II-3.

Paramètres	Minimum	Typique	Maximum
Débit (RZ)	-	10.709 Gbit/s	-
Signal d'entrée RF	300 mVpp	-	700 mVpp
Signal de sortie RF	6.5 Vpp	7 Vpp	8 Vpp
Fréquence de coupure basse (à - 3 dB)	-	-	50 kHz
Fréquence de coupure haute (à - 3 dB)	20 GHz	-	-
Ondulation du gain dans la bande	-	-	± 1.5 dB
Adaptation en entrée (S11)	-	- 14 dB	- 10 dB
Adaptation en sortie (S22)	-	-	- 10 dB
Impédance d'entrée et de sortie	-	50 Ω	-
Gigue de phase (RMS)	-	-	2 pS
Temps de montée et de descente (20 – 80 %)	-	-	21 pS

Tableau II-3 : Exemples de paramètres typiques d'un amplificateur distribué

De ces paramètres nous déduisons le gain et la puissance de sortie de la puce :

- $G = 20 \log(V_{out_max} / V_{in_min}) = 27.4 \text{ dB}$
- $P_{out} = 10 \log(U_{eff}^2 / R) = 20.9 \text{ dBm} = 122.5 \text{ mW}$

Après avoir fait le choix des composants, nous allons évoquer la partie alimentation, nécessitant l'ajout de composants passifs supplémentaires qu'il est nécessaire d'intégrer au dispositif.

II.2.4 L'alimentation des composants actifs

Les circuits d'alimentation sont souvent dissociés de la partie hyperfréquence. Or, une mauvaise définition de ceux-ci peut avoir des effets néfastes sur les performances globales du système. C'est pourquoi il est nécessaire, lors de la conception de ces circuits, de prêter une attention particulière aux découplages des alimentations et aux dispositifs d'alimentation.

Ainsi, le choix des composants doit être effectué avec précaution. D'une part, il faut éviter tout creux dans la bande de fréquence à couvrir, et, d'autre part, il est nécessaire d'utiliser des composants parfaitement caractérisés pour éviter les résonances parasites entre les capacités ou les inductances, leurs éléments parasites et des éléments extérieurs tels que les fils de liaisons (effet inductif).

II.2.4.1 Les circuits de découplage large bande

Le découplage des alimentations continues a pour objectif d'assurer des niveaux fixes de tensions sur une très large bande passante, s'étalant de fréquences très basses jusqu'à la fréquence de coupure fixée par le débit de transmission. En effet, toutes variations, notamment pour des fonctionnements en commutation, peuvent être à l'origine d'une dégradation des performances du circuit.

La difficulté de mise en œuvre et d'optimisation de ce type de circuit réside dans la bande passante à couvrir. De manière générale, une capacité ne peut à elle seule couvrir l'ensemble de la bande passante de par l'apparition d'éléments parasites liés par exemple au packaging et venant modifier l'impédance de découplage. Le problème est identique pour les inductances utilisées dans les tés de polarisation, auquel vient s'adjoindre celui du courant maximal admissible par les composants.

La solution consiste donc à couvrir la bande passante totale à l'aide de plusieurs capacités placées en parallèles :

- *Les hautes fréquences* : le découplage est réalisé en interne sur la puce. La valeur de la capacité peut aller de quelques pF à quelques dizaines de pF.
- *Les moyennes fréquences* : l'utilisation d'une capacité MIM, typiquement de 50 ou 100 pF, permet de couvrir la bande de fréquence de quelques centaines de MHz à quelques GHz. Ce découplage s'effectue au plus près de la puce.
- *Les basses fréquences* : afin de couvrir les basses fréquences (typiquement jusque 30 kHz pour un signal RZ à 10 Gbit/s), il est nécessaire d'utiliser des capacités de fortes valeurs (220 nF dans ce cas) en boîtier CMS (Composant Monté en Surface). De par leurs dimensions relativement importantes, ces boîtiers sont placés sur la périphérie du substrat.

La Figure II-8 correspond à la photo d'une puce MMIC avec son dispositif de découplage large bande.

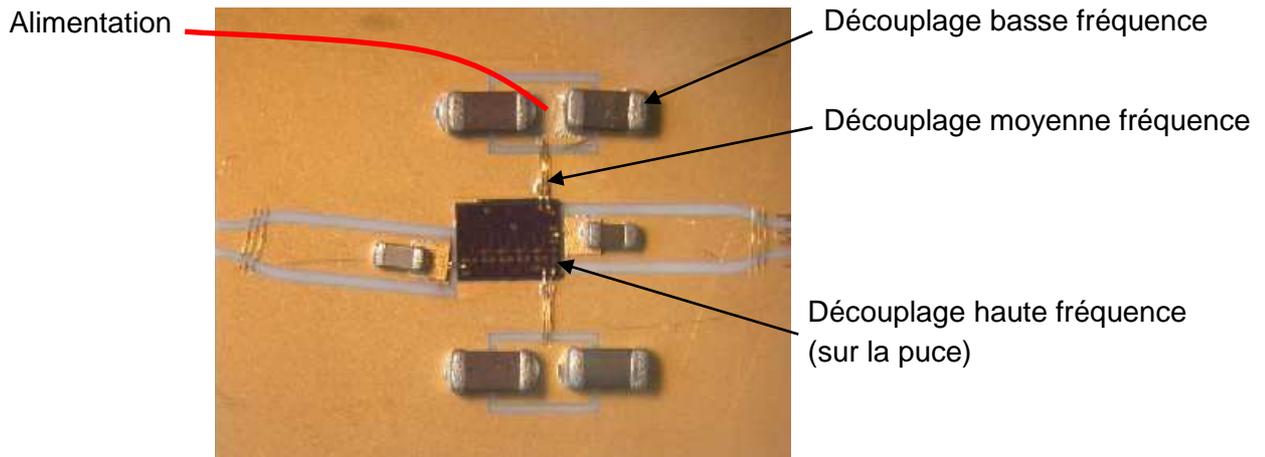


Figure II-8 : Montage d'une puce avec les circuits de découplage d'alimentation

II.2.4.2 Les capacités de liaison

Les capacités de liaison, ou « DC block », permettent de séparer d'un point de vue continu deux points d'un circuit. Comme pour les circuits de découplage, les capacités mises en œuvre doivent couvrir toute la bande utile, ce qui est, *a priori*, difficile avec une seule d'entre elle. Le principe adopté repose sur le placement de plusieurs capacités en parallèle. Un exemple de montage ainsi que son schéma électrique équivalent sont présentés Figure II-9.

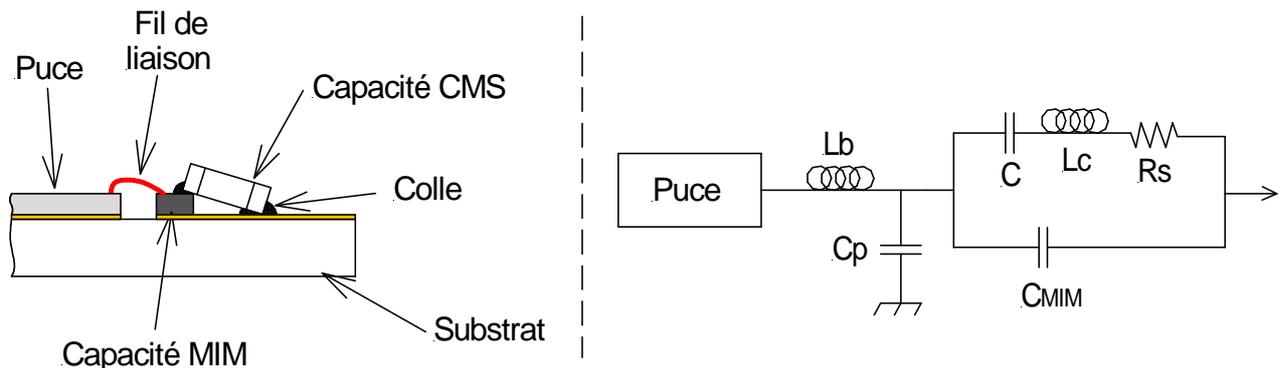


Figure II-9 : Principe de montage d'un DC block large bande et le schéma électrique associé

Les différents paramètres du schéma électrique associé au montage sont les deux capacités de liaison (la capacité CMS notée C et la capacité MIM notée C_{MIM}) et l'effet inductif du fil de liaison représenté par L_b . La capacité parallèle C_p correspond à la capacité parasite de fin de ligne. La résistance et l'inductance série, R_s et L_c , permettent de tenir compte des pertes apportées par le montage et par l'utilisation d'un boîtier CMS.

L'expérience a montré que ce type de montage est à l'origine de résonances parasites dans la bande utile, entre les capacités et l'effet inductif des fils de liaisons et des éléments parasites du boîtier CMS. En première approximation, ces fréquences de résonances peuvent être obtenues par la formule (II-3).

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (II-3)$$

Le développement de circuits différents, en ajoutant par exemple une résistance imprimée série, a été mené afin d'amortir les résonances parasites, mais les pertes en basses fréquences se sont avérées être trop importantes, entraînant une dégradation du signal transmis.

Finalement le choix s'est tourné vers l'utilisation d'une seule capacité d'assez forte valeur, typiquement 220 nF, en boîtier CMS. Afin de réduire la longueur du fil de liaison, une cale conductrice est ajoutée au plus près de la puce, en lieu et place de la capacité MIM (cf. Figure II-10). On minimise dans ce cas la possibilité d'apparition de résonances parasites dans la bande utile. Le problème provient alors des pertes que ce type de structure apporte à hautes fréquences, liées aux éléments parasites de la capacité. Il est toutefois préférable de pouvoir compenser ces pertes par un choix judicieux de la réponse de la puce plutôt que d'avoir une résonance dans la bande de travail, pouvant provoquer des phénomènes d'instabilité qui peuvent affecter la transmission des données.

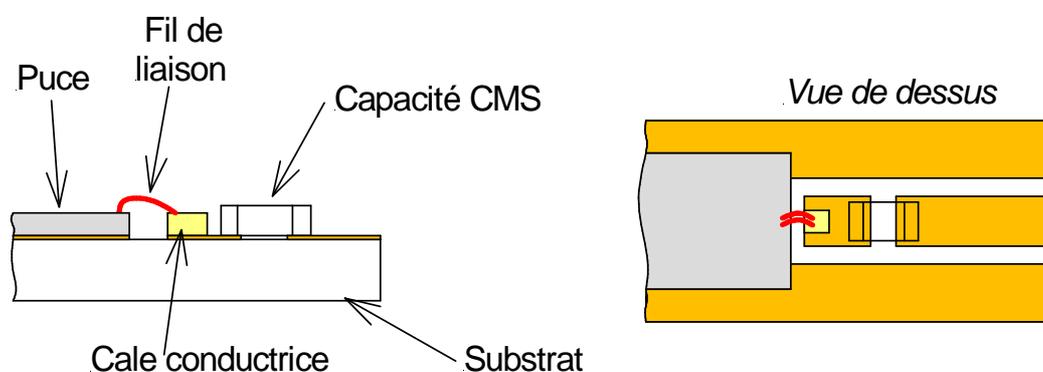


Figure II-10 : Principe de DC block adopté pour les applications large bande

II.2.4.3 Le té de polarisation

Outre les dispositifs classiques de polarisation, la polarisation des composants actifs, tels que les amplificateurs, peut être réalisée en utilisant un té de polarisation. Ce dernier est un circuit externe constitué d'une inductance ou d'une résistance en dérivation et d'une capacité en série (DC block). Suivant la valeur du courant continu de polarisation I de l'amplificateur, deux cas sont à distinguer :

- Lorsque le courant I est faible (inférieur à 10 mA), on peut utiliser un té de polarisation résistif (cf. Figure II-11 (a)). Dans ce cas la chute de potentiel aux bornes de la résistance R_c est considérée comme négligeable. Ces pertes sont compensées en augmentant la tension de polarisation V_{dd} pour assurer la bonne polarisation de la structure amplificatrice. Ainsi, en choisissant une résistance égale à 100 Ω pour éviter toute fuite du signal hyperfréquence dans la source continue, la chute de potentiel est de 1 Volt et la puissance dissipée par la résistance de 10 mW.
- Lorsque le courant I devient trop important, la chute de potentiel et la dissipation thermique dans la résistance deviennent importantes. Une adaptation des dimensions de la résistance de charge pour qu'elle puisse accepter une forte valeur de courant I

peut être envisagée. Dans ce cas les capacités parasites ainsi créées au niveau des contacts ohmiques de la résistance en modifient le comportement résistif, entraînant une dégradation de l'adaptation à hautes fréquences. On est alors amené à remplacer la résistance par une inductance (cf. Figure II-11 (b)). De par la valeur importante nécessaire pour couvrir l'ensemble de la bande et, d'autre part, du fait du fort courant la traversant, l'utilisation d'une inductance engendre l'apparition de nouveaux problèmes : possibles résonances entre les différents éléments du té de polarisation, encombrement plus important que celui d'une résistance.

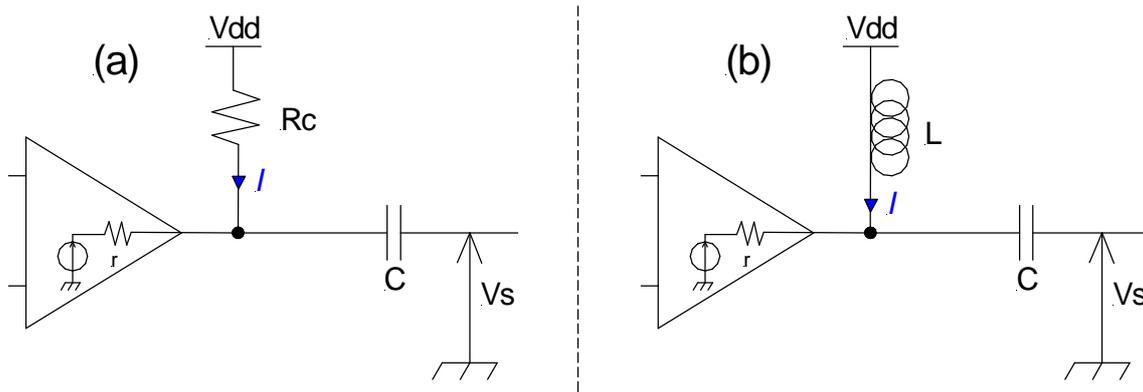


Figure II-11 : Schéma de principe de la polarisation de l'étage de sortie d'un amplificateur (a) par té de polarisation résistif et (b) par té de polarisation inductif

Le schéma électrique équivalent d'un té de polarisation inductif est présenté sur la Figure II-12.

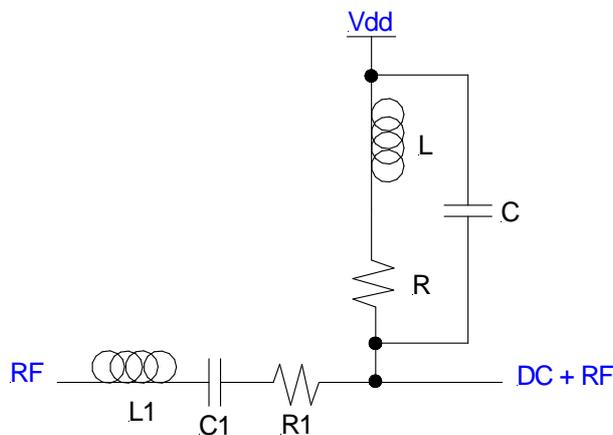


Figure II-12 : Schéma électrique équivalent d'un té de polarisation

Comme pour les dispositifs de découplage, il est nécessaire de prendre en compte les éléments parasites des composants constituant le té de polarisation. Ils modifient en effet la réponse de la structure et peuvent être à l'origine de résonances dans la bande spectrale utile. L'ajout d'une résistance d'amortissement de l'ordre de $1\text{ k}\Omega$ en parallèle avec l'inductance permet dans ce cas d'amortir très nettement la résonance. Un exemple de té de polarisation adapté aux applications de télécommunications, sur une bande passante de 30 kHz à 18 GHz , est présenté sur la Figure II-13. Les valeurs des composants utilisés sont les suivantes : une inductance de $100\text{ }\mu\text{H}$ pour couvrir les fréquences basses et une inductance conique de $1.2\text{ }\mu\text{H}$

pour les hautes fréquences. Concernant le DC block, on intègre une capacité de 220 nF en boîtier CMS (*Composant Monté en Surface*) de taille 0402 ($L \times l \times h$: 1 mm \times 0.55 mm \times 1 mm).

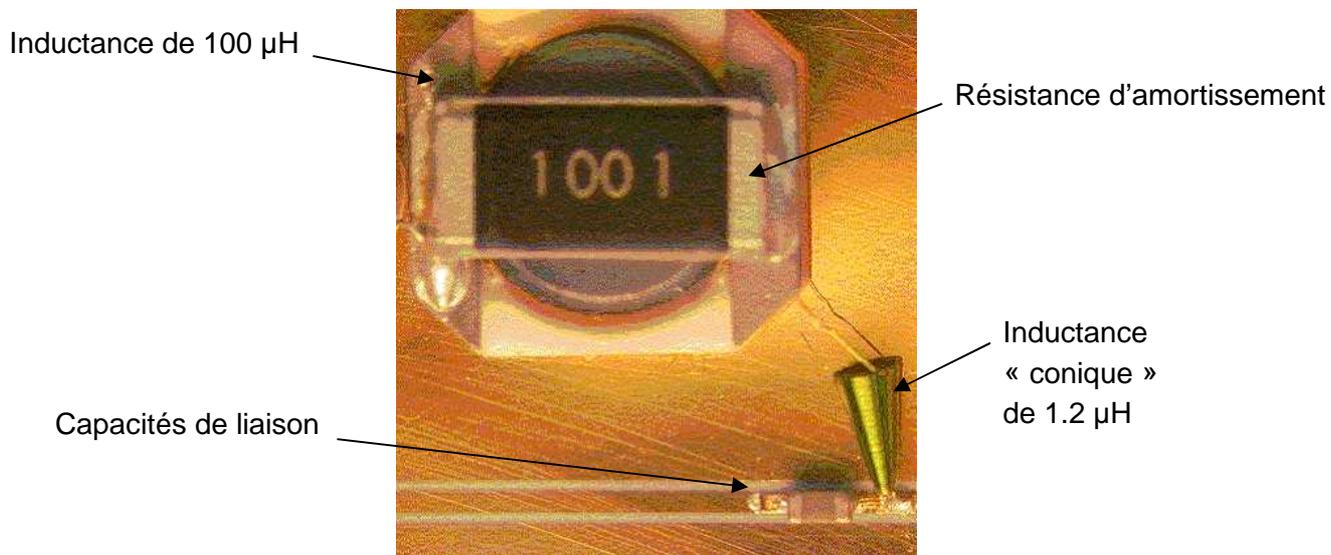


Figure II-13 : Té de polarisation utilisé pour des applications télécoms

L'inconvénient majeur de la mise en place d'un té de polarisation est l'ajout de composants supplémentaires susceptibles de perturber la réponse de l'amplificateur. Tout comme le montage, le choix des composants est alors primordial. La forme conique de l'inductance haute fréquence et large bande (10MHz – 20 GHz) a pour but de diminuer la capacité parasite entre les spires. Le matériau du cœur de l'inductance permet quant à lui d'accroître la perméabilité avec des pertes qui amortissent ainsi les résonances parasites. D'autre part, en optimisant le placement de cette inductance, il est possible de minimiser son rayonnement et donc le couplage avec les éléments proches tels que la ligne de transmission ou la puce. Enfin, le développement des technologies permet aujourd'hui d'avoir des composants à très large bande passante, pouvant atteindre jusque 40 voire même 60 GHz de fréquence de coupure haute. C'est alors souvent le coût et la difficulté de montage qui limite l'usage de ce genre de composants.

II.3 Constitution et performances de la fonction réception du « transceiver »

Après transmission du signal dans la fibre optique, et suivant la distance parcourue, le signal reçu est souvent dégradé et de très faible niveau. Le rôle de la fonction réception est alors de le démoduler en signal électrique afin d'être traité. Les composants du sous-ensemble de réception du transceiver étudié sont présentés Figure II-14.

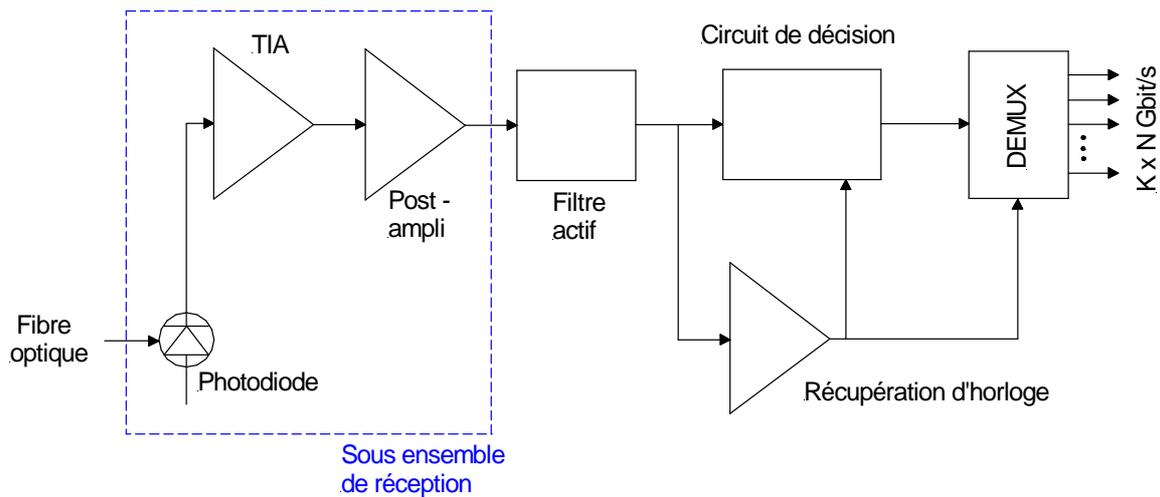


Figure II-14 : Synoptique de la réception d'une transmission ETDM

De même qu'à l'émission, de nombreux paramètres doivent être pris en compte lors de la conception du dispositif de réception. Ceux-ci sont synthétisés dans le Tableau II-4. Ces caractéristiques garantissent un taux d'erreur de 10^{-12} typiquement pour un système de transmission longue distance.

Paramètres	Minimum	Typique	Maximum
Débit (RZ)	-	10.709 Gbit/s	-

Electrique

Fréquence de coupure basse	-	-	50 kHz
Fréquence de coupure haute à - 3 dB	18 GHz	-	-
Impédance de sortie	-	50 Ω	-
S22 : adaptation en sortie (entre 50 kHz et 18 GHz)	-	-	-10 dB
Temps de montée et de descente (20-80%)	-	-	21 ps

Optique

Longueur d'onde	1530 nm	1550 nm	1565 nm
Délectivité (codage RZ 10.7 Gbit/s)	-	-16 dBm	
Puissance optique d'entrée maximale	-	-	3 dBm
Pertes d'insertion optique	-	-	-30 dB

Tableau II-4 : Exemple de caractéristiques pour la partie réception d'un transceiver

Ces caractéristiques imposent des contraintes sur les composants utilisés dans le récepteur :

- Comme pour l'émission, la fréquence de coupure basse est définie par la longueur des mots et le principe de fonctionnement du code correcteur d'erreur. Elle dépend principalement des circuits de découplage des composants actifs (photodiode, TIA) et, au cas échéant, de la fréquence de coupure de la capacité de liaison entre les composants.

- La fréquence de coupure haute est définie par le débit et le codage utilisé. Elle est assurée par la bande passante de la photodiode, du TIA, du connecteur de sortie.
- L'impédance de sortie, comme l'adaptation (S22), dépendent principalement du connecteur RF, de la ligne de transmission et de l'impédance de sortie du TIA.
- Comme pour la partie émission, les temps de montée et de descente sont liés au débit utilisé ainsi qu'aux performances des puces.
- La longueur d'onde d'utilisation doit être de pair avec la bande passante optique de la photodiode.
- Pour déterminer la détectivité du récepteur, il est nécessaire de tenir compte du bruit de chacun des composants. Interviennent également la sensibilité (en A/W) de la photodiode et la trans-impédance (en dBΩ) de l'amplificateur TIA. La détectivité dépend également de la qualité de montage du récepteur.
- La puissance optique maximale d'entrée dépend des caractéristiques de la photodiode et du TIA.

Nous allons maintenant décrire les différents composants inclus dans la fonction de réception pour lesquels sont proposées des spécifications particulières permettant, après association des différents composants, de garantir les spécifications du diagramme de l'œil exposé au Chapitre I (cf. § I.6).

II.3.1 La transcription du signal optique en signal électrique : la photodiode

Élément de base de la fonction de réception, la photodiode détecte et transforme le flux de photons en courant électrique. En pratique, les photodiodes utilisées pour les applications de télécommunications par fibre optique, à des longueurs d'ondes de 1.3 μm ou de 1.55 μm, sont réalisées par hétérojonctions de matériaux III-V. Deux structures de photodiode sont envisageables :

- Les photodiodes planaires, permettant de couvrir une bande passante jusque 40 GHz avec une zone active de 10 μm de diamètre et une sensibilité de 0.6 A/W. Ces photodiodes sont de type *PIN* ou à avalanche (*APD : Avalanche Photodiode*).
- Les photodiodes *PIN* à ondes progressives (*TWG : Travelling Wave Photodiodes*), développées pour des débits de 40 Gbit/s et supérieurs. Elles sont éclairées par la tranche [9] et leur sensibilité peut atteindre 0.7 A/W pour une bande passante de 80 GHz [10].

II.3.1.1 La polarisation d'une photodiode

Une photodiode est polarisée en inverse. Outre le fait d'agrandir la largeur de la zone de charge d'espace, cela permet de diminuer la capacité de jonction et ainsi d'augmenter la fréquence de coupure de la photodiode. D'autre part, la polarisation de la photodiode a pour objectif d'accélérer les porteurs dans la zone isolante du dispositif.

Les deux techniques de polarisation possibles, par la cathode et par l'anode, sont schématisées Figure II-15. Comme dans le cas des puces présentées à l'émission, l'alimentation des photodiodes doit être découplée (cf. § II.2.4.1) afin d'assurer un niveau de tension fixe aux bornes de la photodiode pour ne pas dégrader les performances de cette dernière.

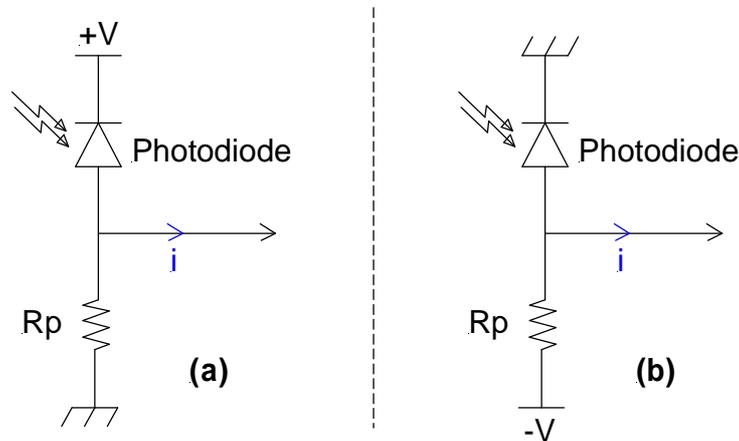


Figure II-15 : Schéma de principe de la polarisation d'une photodiode
(a) par la cathode, (b) par l'anode

II.3.1.2 Schéma électrique équivalent d'une photodiode

La détermination d'un schéma électrique équivalent de la photodiode (cf. Figure II-16), utilisable sur une large bande de fréquences, permet, d'une part, de réaliser des simulations axées sur le système, et, d'autre part, d'optimiser la transition entre la photodiode et l'amplificateur trans-impédance (cf. § II.3.3).

Après un calibrage permettant de prendre en compte les éléments parasites inhérents à la mesure (pointes de mesures, analyseur ...), ces paramètres sont déterminés à partir de mesures du S22 de la photodiode, en amplitude et en phase.

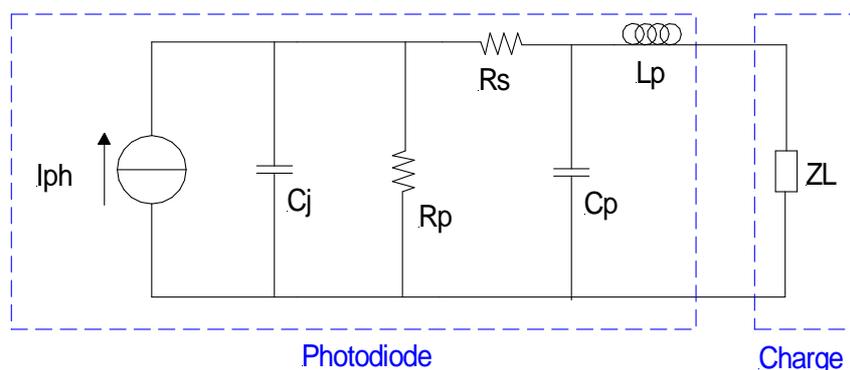


Figure II-16 : Schéma électrique équivalent d'une photodiode

Les différents éléments du schéma équivalent sont les suivants :

- La capacité de jonction C_j : elle est inversement proportionnelle à la largeur de la zone de charge d'espace et dépend de manière linéaire du diamètre du *mesa*.

- La résistance de shunt R_p : elle correspond à la résistance de fuite et est généralement négligée car très importante.
- La résistance série R_s : elle permet de tenir compte de la résistivité des matériaux et des contacts ohmiques. Elle est également liée au diamètre du *mesa* et dépend de l'éclairement de la photodiode (par le dessus ou par le dessous).
- La capacité C_p et l'inductance L_p dépendent de la géométrie des électrodes.

Le Tableau II-5 synthétise les valeurs des éléments du schéma équivalent d'une photodiode développée pour les applications 12.5 Gbit/s NRZ et 10.7 Gbit/s RZ :

C_j (fF)	R_s (Ω)	R_{shunt} (k Ω)	C_p (fF)	L_p (pH)
28	47	100	31	42

Tableau II-5 : Exemple de paramètres caractéristiques d'une photodiode

II.3.1.3 La fréquence limite d'utilisation d'une photodiode

Une photodiode possède une fréquence de coupure haute, limitant ainsi sa bande passante. Cette fréquence dépend des paramètres intrinsèques de la photodiode et deux effets doivent être pris en compte :

- La constante de temps de charge RC, où R dépend de la résistance série et de la résistance de charge et C inclut l'effet de la jonction et celui des électrodes.
- L'effet du temps de transit des porteurs

La fonction de transfert associée au schéma équivalent de la Figure II-16 peut être assimilée à celle d'un filtre passe bas du premier ordre, dont la fréquence de coupure est donnée par l'expression (II-4) :

$$f_c = \frac{1}{2\pi(R_s + Z_L)(C_j + C_p)}, \text{ avec } C_j = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S_j}{e_{dep}} \quad (II-4)$$

A noter que la capacité de jonction C_j dépend de la géométrie du circuit à travers la surface de la jonction S_j et l'épaisseur de la zone désertée e_{dep} .

Le temps de transit est un phénomène intrinsèque à la photodiode. Les électrons et les trous qui sont photo-générés dans la zone de charge d'espace doivent circuler vers les régions dopées (p pour les trous et n pour les électrons). Le transit est accéléré par le champ électrique présent dans la zone désertée (phénomène de dérive) et on observe alors un retard entre le moment où les porteurs sont générés et le moment où ils atteignent les zones dopées, ce qui amène une seconde fréquence de coupure.

Ainsi, plus la zone désertée est épaisse et plus la fréquence de coupure est basse, puisque les porteurs photo-générés doivent parcourir une distance plus longue. De plus, les électrons sont plus rapides que les trous. Ainsi, un éclairage par le dessus est préféré pour favoriser la bande passante, puisque les trous sont générés au voisinage de la couche dopée p, réduisant ainsi la distance à parcourir.

On note toutefois que la constante de temps de charge et l'effet du temps de transit sont tous les deux liés à l'épaisseur de la couche d'absorption et sont deux effets opposés. Il faut donc trouver un compromis entre une faible largeur de la zone désertée, qui permet d'augmenter la bande passante, et une forte largeur, permettant d'avoir une sensibilité plus élevée.

II.3.1.4 Quelques grandeurs importantes d'une photodiode

Une photodiode est caractérisée par plusieurs grandeurs : la première est la sensibilité (*responsivity* en anglais), qui correspond à la capacité de la photodiode à transformer le flux lumineux en courant électrique. Cette grandeur exprimée en A/W est donnée par l'expression suivante :

$$S = \frac{\lambda}{1.24} \eta \quad (II-5)$$

λ est la longueur d'onde en μm et η le rendement quantique. Ce dernier correspond au rapport du nombre de paires électron - trous créées au nombre de photons incidents. Il augmente avec la largeur de la zone de charge d'espace. Typiquement égale à 0.8 – 0.9 A/W pour des longueurs d'ondes voisines de 1.55 μm , la sensibilité d'une photodiode varie légèrement autour de la longueur d'onde centrale de fonctionnement.

Une autre grandeur caractéristique de la photodiode est sa détectivité (*sensitivity* en anglais), qui correspond à la puissance optique minimale que la photodiode peut détecter tout en assurant un taux d'erreur binaire inférieur à 10^{-12} . Pour des applications à 2.5 Gbit/s et à 10 Gbit/s NRZ utilisant des photodiodes PIN, elle est respectivement de l'ordre de – 21 dBm et de – 18 dBm optique. Ce niveau est limité par le bruit et dépend à la fois des caractéristiques internes de la photodiode et du circuit de charge. Les différentes sources de bruit [4] sont le bruit de grenaille (issu du processus d'absorption aléatoire de la lumière et qui est proportionnel à la puissance optique reçue par la photodiode), le courant d'obscurité (lié au processus aléatoire de génération de paires électron - trou par les centres profonds, et qui circule dans la photodiode même en absence de lumière), et le bruit thermique, qui est associé à la résistance de charge.

D'un point de vue pratique, il est possible d'illuminer la photodiode de diverses manières en fonction notamment de sa structure.

II.3.1.5 L'éclairement d'une photodiode planaire

Pour des applications nécessitant jusque 20 GHz de bande passante, deux techniques sont employées pour illuminer la photodiode : l'éclairement par le dessus et l'éclairement par le dessous (cf. Figure II-17).

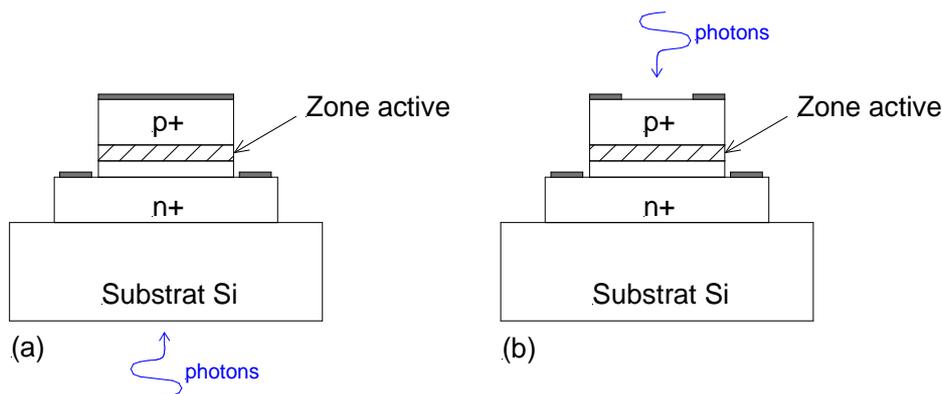


Figure II-17 : Les techniques d'éclairage d'une photodiode : (a) par le dessous et (b) par le dessus

La technique d'éclairage par le dessus est largement répandue car la plus aisée à mettre en œuvre du point de vue mécanique. Son principal inconvénient réside dans la réduction de la zone d'éclairage par la présence de l'anneau de l'électrode de l'anode. Ceci limite la bande passante de la photodiode. D'un autre côté, en choisissant un anneau fin, la résistance série équivalente augmente, diminuant du même coup la bande passante.

Le développement des photodiodes à éclairage par le dessous permet d'utiliser toute la surface de la zone active. Dans ce cas l'électrode de l'anode est pleine et permet de réfléchir une partie du flux lumineux, augmentant ainsi la sensibilité de la photodiode. Afin de réduire les pertes introduites par le passage des photons dans le substrat Silicium (employé pour réaliser la croissance des différentes couches), son épaisseur est minimisée.

Pour chacune de ces techniques, il est également courant d'ajouter une couche d'anti-reflet de SiO₂ sur l'anode (dans le cas de l'éclairage par le dessus) et sous le substrat (dans le cas de l'éclairage par le dessous). L'objectif est d'améliorer la transition entre l'air et le semi-conducteur. Son épaisseur est d'environ $\lambda/4$. Sans cette couche anti-reflet, 30 % du signal serait réfléchi et perdu.

II.3.1.6 L'éclairage d'une photodiode à ondes progressives

Pour des débits de 40 Gbit/s et supérieurs, les structures classiques des photodiodes ne permettent pas de couvrir la bande passante nécessaire. Des photodiodes PIN à ondes progressives (*Travelling Wave Photodiodes*) ont ainsi été développées [9]. Ces photodiodes ont la particularité d'être éclairées par la tranche (cf. Figure II-18).

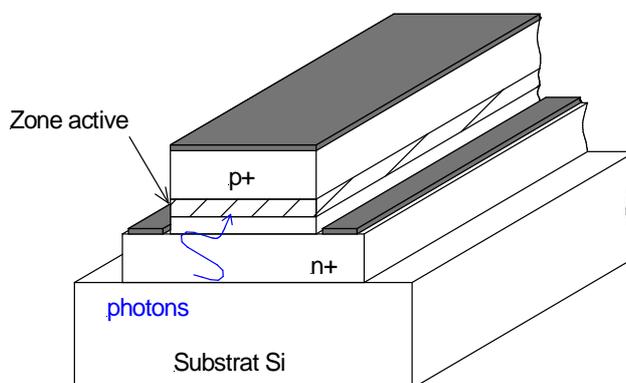


Figure II-18 : Éclairage d'une photodiode à ondes progressives par la tranche

II.3.1.7 Les photodiodes utilisées pour les télécommunications sur fibre optique

Les photodiodes planaires sont les plus courantes dans les applications de télécommunications à haut débit par fibre optique. On trouve aujourd'hui sur le marché des photodiodes PIN possédant une très grande bande passante (jusque 40 GHz). Typiquement pour ce genre de photodiodes la sensibilité est relativement faible, de l'ordre de 0.4 A/W. Les photodiodes de bande passante plus faible, jusque 20 GHz par exemple, présentent des sensibilités pouvant aller jusque 0.8 A/W voire même au-delà. Le Tableau II-6 résume les principales caractéristiques d'une photodiode PIN exploitées pour des applications 10.709 Gbit/s RZ.

La photodiode à avalanche permet quant à elle de multiplier de façon interne le courant obtenu par absorption des photons. Un phénomène d'avalanche conduit alors à la multiplication des électrons dans la structure sous l'effet d'une forte tension (de l'ordre de 80 Volts). Cette amplification se fait au détriment du bruit intrinsèque de la photodiode [12]. Ce type de photodiode est employé de préférence dans les dispositifs de type « metro-access » (sur des distances allant jusqu'à une dizaine de kilomètres) et pour des débits inférieurs à 2.5 Gbit/s, lorsqu'une détectivité importante est nécessaire.

Paramètres	Minimum	Typique	Maximum
Débit (RZ)	-	10.709 Gbit/s	-
Sensibilité (A/W)	0.7	-	-
Fréquence de coupure haute à - 3 dB	18 GHz	-	-
Longueur d'onde	1530 nm	1550 nm	1580 nm
Puissance optique d'entrée maximale	-	-	3 dBm
Courant d'obscurité (μ A)	-	-	1

Tableau II-6 : Principales caractéristiques de la photodiode PIN utilisée dans le cadre du « transceiver »

Après avoir évoqué différents aspects concernant les caractéristiques de la photodiode, le paragraphe suivant aborde le problème du report et du fibrage de la photodiode.

II.3.2 Le report et le fibrage d'une photodiode

Afin de retranscrire le signal de manière optimale, il convient de réaliser un recouvrement total de l'onde issue de la fibre optique sur la surface active de la photodiode. Classiquement une fibre clivée droite à son extrémité permet d'obtenir ce couplage pour des surfaces actives de 30 μ m de diamètre (application 10 Gbit/s RZ). Cela nécessite cependant de placer la photodiode dans un plan orthogonal à l'axe de la fibre (cf. Figure II-19 (a)). D'autres méthodes consistent à éclairer la photodiode par l'intermédiaire d'un substrat en silicium sur lequel peut être reportée la photodiode : un canal, communément appelé « Vgroove », sert de guide mécanique pour positionner la fibre (cf. Figure II-19 (b)). A l'extrémité de ce canal un miroir à 45° permet de renvoyer l'onde optique sur la surface active de la photodiode.

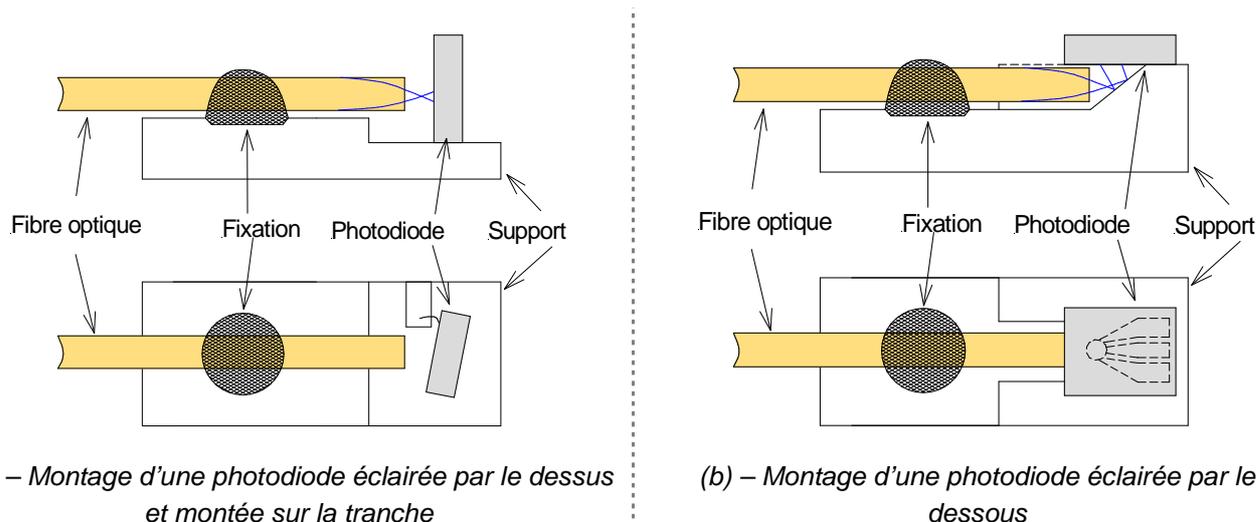


Figure II-19 : Présentation des différentes configurations de fibrage d'une photodiode éclairée par une fibre clivée droite

Il est également possible de réaliser un miroir sur l'extrémité de la fibre en la polissant au-delà de l'angle limite de réfraction (43°). La photodiode est alors reportée sur le substrat et l'on peut s'affranchir de l'emploi de la technologie « Vgroove » (cf. Figure II-20).

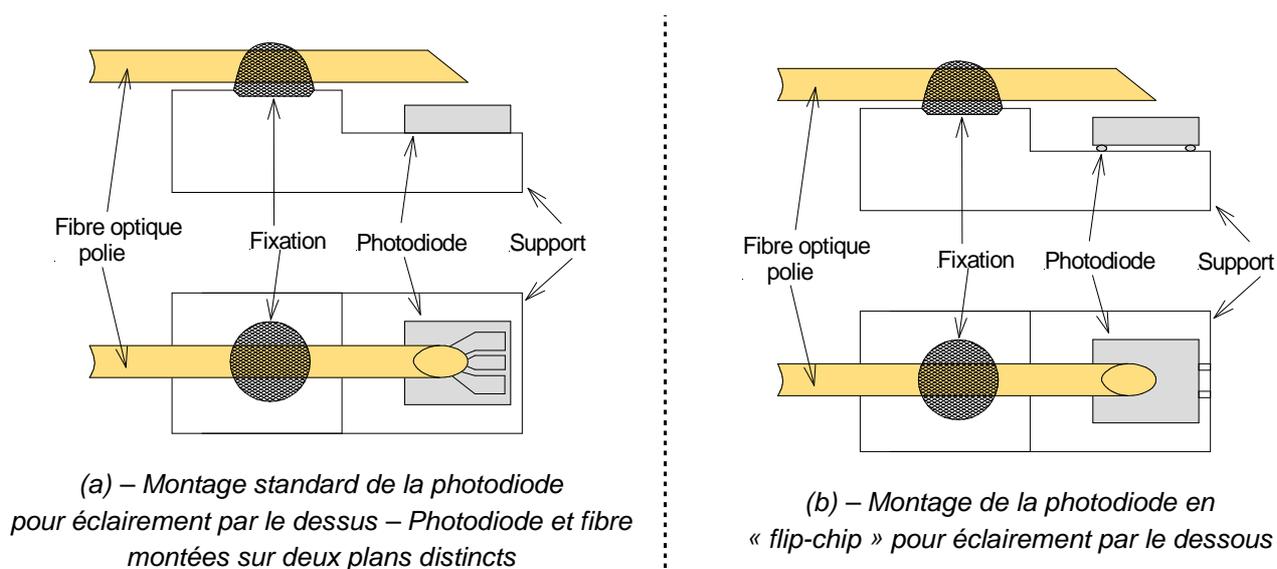


Figure II-20 : Présentation des différentes configurations de fibrage d'une photodiode éclairée par une fibre polie à 50°

La photodiode peut quant à elle être montée de différentes manières. La technique « classique » consiste à braser la photodiode sur le substrat d'accueil (cf. Figure II-20 (a)). La liaison entre les lignes de transmission et la puce est alors réalisée par des fils de liaisons. Comme pour le driver de modulateur, l'autre technique fait intervenir le montage « flip-chip » (cf. Figure II-20 (b)). Ce choix est fait principalement en fonction de l'éclairage choisi (par le dessus ou par le dessous). Le montage en technologie « flip-chip » est coûteux et n'est envisagé que dans les dispositifs dont le débit est supérieur à 40 Gbit/s et pour lesquels l'effet selfique introduit par les fils d'interconnexion (fils de liaisons) devient problématique.

La Figure II-21 présente un exemple concret de fibrage d'une photodiode en utilisant la méthode décrite par le dessin de la Figure II-20 (a).

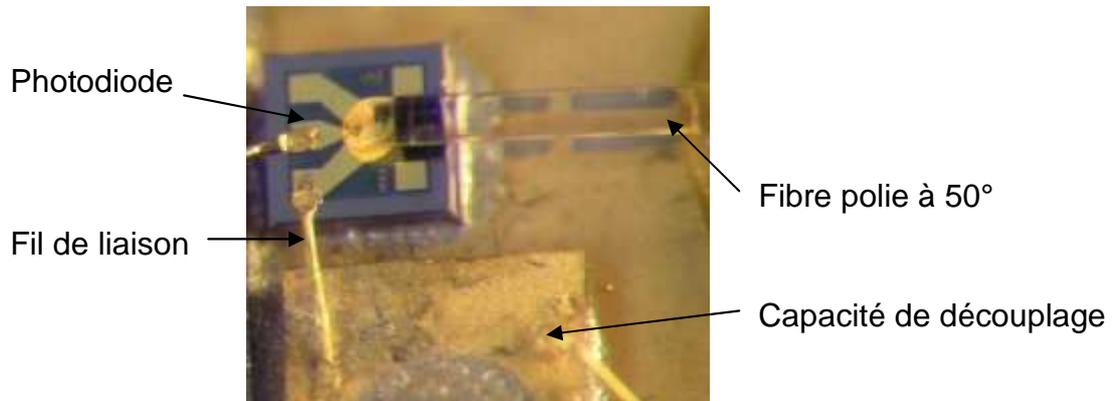


Figure II-21 : Fibrage d'une photodiode avec une fibre polie à 50°(éclairage par le dessus)

La montée en débit implique la mise en place de photodiodes possédant un diamètre de zone active toujours plus petit. Il devient dès lors courant d'utiliser des fibres spéciales lentillées présentant un diamètre de mode très faible, de l'ordre de 10 μm , voire inférieur [13]. L'emploi de la technologie « Vgroove » permet alors un alignement très précis [14] et facilite les techniques de report et d'assemblage de la fibre optique.

II.3.3 L'amplificateur trans-impédance

L'étape suivant la détection consiste à amplifier le courant i issu de la photodiode. Pour cela on fait appel à un amplificateur faible bruit, pour ne pas dégrader le signal détecté, et possédant une large bande passante, pour ne pas affecter le temps de réponse du détecteur. L'amplificateur le mieux adapté à cette fonction est l'amplificateur trans-impédance (*TIA* : *TransImpedance Amplifier*).

Dans ce type d'amplificateur, la résistance de contre-réaction équivalente R_c est placée entre la sortie et l'entrée d'un amplificateur inverseur de gain en tension (cf. Figure II-22). Cette résistance n'affecte pas le temps de réponse de la photodiode, et, d'autre part, le bruit qu'elle génère est divisé par le gain de l'amplificateur.

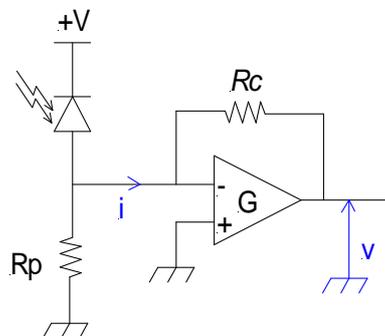


Figure II-22 : Schéma de principe de l'association photodiode – Amplificateur TIA

Les paramètres caractéristiques d'un amplificateur trans-impédance utilisable pour les applications longues distances 10.7 Gbit/s RZ sont résumés dans le Tableau II-7.

Paramètres	Minimum	Typique	Maximum
Gain (S21)	-	13 dB	-
Gain trans-impédance	-	49 dBΩ	-
Puissance de sortie (P_{1dB})	-	11 dBm	-
Fréquence de coupure basse (à - 3 dB)	-	-	50 kHz
Fréquence de coupure haute (à - 3 dB)	54 GHz	-	-
Densité spectrale de bruit	-	10 pA/Hz ^{1/2}	-
Adaptation en sortie (S22)	-	-	- 10 dB

Tableau II-7 : Exemples de paramètres typiques d'un amplificateur trans-impédance

A noter que ce type de circuit peut également être exploité pour des applications de plus haut débit du fait de sa très large bande passante.

II.3.4 L'association photodiode – amplificateur TIA

Suivant les applications envisagées, télécoms numériques ou analogiques, et donc suivant la puissance lumineuse incidente, l'association photodiode – amplificateur TIA est différente. Dans le cas d'une application télécoms, la puissance optique reçue au niveau de la photodiode est faible, voire même très faible (jusque - 16 dBm pour des applications 10 Gbit/s RZ utilisant une photodiode PIN). Le courant résultant, proportionnel à la puissance optique incidente, ne perturbe pas le fonctionnement de TIA. La connexion photodiode – TIA peut dans ce cas être réalisée à l'aide d'un simple fil de liaison.

Plusieurs possibilités s'offrent à nous pour interconnecter la photodiode au TIA, dépendant du type d'éclairage de la photodiode et de la manière dont cette dernière est montée. Lorsque la photodiode est éclairée par le dessus et dans le cas d'applications télécoms, l'association peut se réaliser telle que représentée sur la Figure II-23.

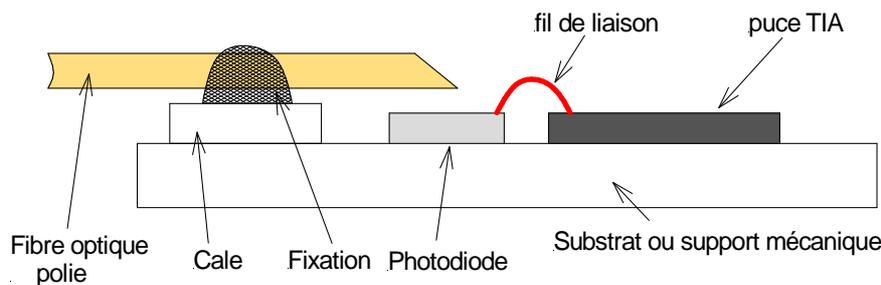


Figure II-23 : Eclairage de la photodiode par le dessus

Afin de disposer d'un ensemble modulaire, on peut également utiliser un support différent pour la photodiode et pour l'amplificateur. Cette modularité peut se faire au détriment des performances du dispositif car l'ajout d'une discontinuité peut, comme nous l'avons déjà évoqué, être à l'origine de résonances parasites.

Dès lors que la photodiode est illuminée par la face arrière, il est possible de reporter la photodiode directement sur la puce du TIA (cf. Figure II-24).

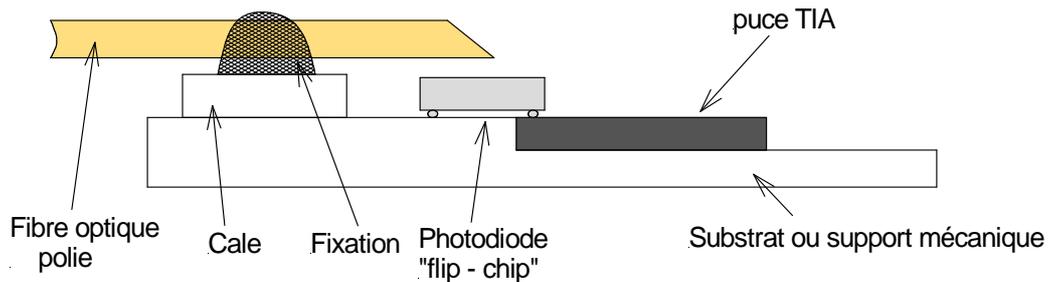


Figure II-24 : Illumination de la photodiode par le dessous – connexion directe entre la photodiode et le TIA

Dans un objectif de minimisation des coûts, tout en conservant une bonne précision dans le fibrage et une bonne robustesse mécanique, la solution retenue est celle de la Figure II-23. La Figure II-25 est un exemple de montage d'un photorécepteur (photodiode et TIA).

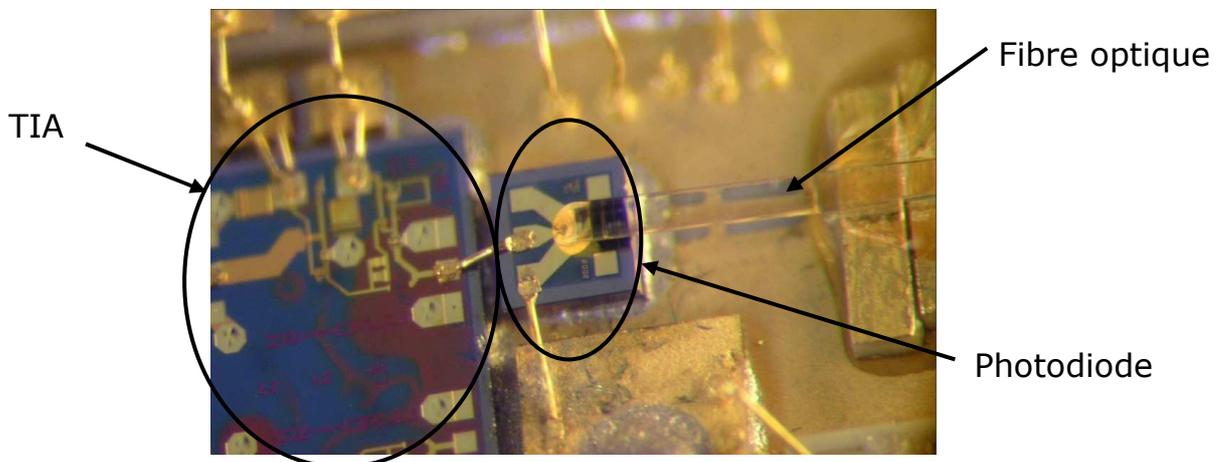


Figure II-25 : Exemple de réalisation de photorécepteur : photodiode + TIA

En pratique, l'amplitude du signal en sortie de l'amplificateur trans-impédance dépend du courant d'entrée et donc de la puissance lumineuse incidente. La photodiode et le TIA fonctionnent en effet de manière linéaire. Or cette puissance lumineuse peut couvrir une très large dynamique, typiquement de - 18 dBm à 0 dBm pour des applications longues distances. D'autre part, les circuits présents en aval du TIA, tel que le circuit de décision, nécessitent que leurs tensions d'entrée soient comprises dans une plage de fonctionnement, typiquement de 300 à 500 mVpp. Il est alors utile d'avoir recours à un post amplificateur, encore appelé amplificateur limiteur. Placé à la suite du TIA, son rôle est de délivrer un signal d'amplitude constante quelle que soit l'amplitude du signal entrant, et ce pour une plage d'amplitude d'entrée définie par le constructeur.

II.4 Les techniques de report et d'interconnexion des composants

Afin d'assurer un fonctionnement correct et optimal des différents circuits, actifs ou passifs, le report et l'interconnexion de ces circuits sur le substrat d'accueil doivent être étudiés avec la plus grande attention. Ils assurent en effet la liaison électrique entre les différents circuits et avec l'environnement extérieur. Mais avant de détailler ce point, arrêtons

nous un instant sur la présentation des différents types de substrats utiles pour les applications hyperfréquences.

II.4.1 Le support mécanique des lignes de transmission : le substrat

Le substrat sert de support mécanique aux lignes de transmission et éventuellement aux puces. De nombreux paramètres permettent de le caractériser et doivent être pris en compte lors de son choix :

- la constante diélectrique ϵ_r (ou permittivité relative)
- la tangente de pertes $\tan\delta$ (ou facteur de dissipation)
- la conductivité thermique (en W/m-°K)
- le coefficient d'expansion thermique (en ppm/°K)

Ces paramètres sont synthétisés dans le Tableau II-8 pour des substrats couramment utilisés lors de la conception de lignes planaires.

Matériau	Type de substrat	Constante diélectrique ϵ_r	Tangentes de pertes à 10GHz (25°C)	Conductivité thermique (W/m-°K)	Coefficient d'expansion thermique (ppm/°K)
Alumine (Al ₂ O ₃)	Céramique	9.9	0.0001	0.35	6.4
AsGa	Céramique	12.9	0.002	0.46	5.7
Silicium ($\rho = 0.001 \Omega\text{-cm}$)	Céramique	11.9	0.015	1.45	4.2
Ro4350	Organique	3.48	0.0037	0.0062	50
PTFE (téflon)	Organique	2.1	0.0003	0.002	106

Tableau II-8 : Les principales caractéristiques de substrats classiques

Suivant leur structure, les substrats peuvent être classés en deux grandes familles, à savoir les substrats organiques et les substrats céramiques.

Les substrats organiques sont constitués d'un assemblage multicouches de plusieurs matériaux (tissu de verre, téflon, quartz, etc.). En combinant ces matériaux de constantes diélectriques différentes, il est possible de faire varier celle du substrat résultant. Ces substrats sont en général flexibles et faciles à usiner. Toutefois, du fait de leur composition, certains d'entre eux présentent des inconvénients tels qu'une faible rigidité mécanique ou encore une mauvaise conductivité thermique. Ceci peut poser des problèmes lors du report de puces de puissance. Par contre, un de leurs avantages non négligeable est la possibilité de réaliser des trous métallisés (*vias*) par simple perçage. Remplis par de l'encre thermique (dissipatrice de chaleur), les trous présents sous les puces de puissance jouent le rôle de drain thermique. Ces substrats sont habituellement métallisés sur les deux faces par dépôt électrolytique ou par

laminage. Typiquement ils sont recouverts d'une couche de cuivre d'épaisseur 17.5 ou 35 μm . La gravure des lignes se fait à l'aide des techniques habituelles de gravure des circuits imprimés, la plus répandue étant la photo-lithographie. Les précisions de gravure permettent d'obtenir des lignes de 120 μm de large.

Contrairement aux substrats organiques, les substrats céramiques sont durs, fragiles et difficiles à usiner. Néanmoins ils possèdent de nombreux avantages, comme une forte conductivité thermique, qui permet une bonne évacuation de la chaleur dissipée par les circuits. D'autre part, ils possèdent une permittivité relative élevée et une tangente de pertes très faible (de l'ordre de $2 \cdot 10^{-4}$ à $4 \cdot 10^{-4}$ à 10 GHz). Ces substrats sont généralement fournis sans métallisation. Cette dernière peut être réalisée en utilisant des techniques dites de « couche mince » ou de « couche épaisse » (sérigraphie). On obtient ainsi une précision de gravure meilleure que celle des substrats organiques : ligne de 20 μm de large par gravure chimique et de 10 μm de large par gravure ionique. Les principaux inconvénients de ce type de substrat sont la difficulté et le coût de réalisation des trous métallisés. Le perçage doit en effet être effectué à l'aide d'un laser.

Il n'existe pas de substrat idéal. Le choix se fait en fonction des contraintes de l'application envisagée (largeur des lignes, puissance à dissiper, fréquence de travail, report ou non dans un boîtier, pertes, ...). D'autres caractéristiques telles que l'épaisseur ou la constante diélectrique du substrat, l'épaisseur du conducteur métallique, la qualité de la gravure des lignes, sa résistance mécanique, *etc.*, doivent également nous guider dans le choix d'un substrat.

A noter que la fréquence d'apparition des modes de substrat d'ordre supérieur est inversement proportionnelle à l'épaisseur du substrat. Ce point est abordé plus en détail pour différentes structures de lignes planaires au Chapitre III. D'autre part, l'emploi d'un substrat possédant une forte constante diélectrique a pour effet de confiner le champ électromagnétique dans le substrat, réduisant ainsi le rayonnement de la ligne. Le rayonnement peut être à l'origine de couplage entre deux lignes contiguës ou être à l'origine de résonances de boîtier. Une forte constante diélectrique permet de diminuer la longueur d'onde λ (cf. relation II-6) et ainsi diminuer la taille de circuit utilisant des transformateurs d'impédance, des stubs (tronçons de ligne d'adaptation) ou encore des coupleurs ...

$$\lambda = \frac{c}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (II-6)$$

Le Tableau II-9 regroupe différentes caractéristiques d'une ligne microruban en fonction de la technologie de gravure utilisée.

	Circuit imprimé sur substrat organique (ex : Ro4350)	Couche mince sur Alumine ($\epsilon_r = 9.9$)	Couche épaisse sur Alumine ($\epsilon_r = 9.9$) (photolithographie)
Dimension minimale de gravure	120 μm	10 μm (gravure ionique) 20 μm (gravure chimique)	50 μm
Epaisseur de métallisation	17 ou 35 μm typiquement	3 μm typiquement	8 à 40 μm
Z_c max (substrat de 254 μm)	100 Ω	120 Ω	88 Ω
Z_c max (substrat de 635 μm)	135 Ω	145 Ω	110 Ω

Tableau II-9 : Comparaison de paramètres pour différentes filières technologiques de gravure

Pour les applications télécommunications, demandant une large bande passante, une bonne précision de gravure, des pertes faibles et la possibilité de reporter des puces de fortes puissances, il est courant d'utiliser de l'alumine. Par contre, pour des applications de plus faible coût, les substrats organiques tel que le Rogers Ro4350 sont préférés.

II.4.2 Les techniques de report et d'interconnexion des composants

Afin d'assurer une solidité mécanique aux dispositifs, les puces sont en général collées ou brasées sur un substrat, lui-même collé sur le boîtier, ou sur un support métallique. Les colles utilisées ont la particularité de posséder une bonne conductivité thermique. Ensuite il est nécessaire de relier les plots de la puce aux lignes de transmission ou d'alimentation et d'assurer une bonne continuité en ce qui concerne la propagation du signal. Différentes techniques ont été développées et les deux les plus répandues industriellement (le câblage filaire et le montage de type « flip-chip ») sont présentées ci-après.

II.4.2.1 Le câblage filaire (« Wire Bonding »)

Le câblage filaire est le procédé d'interconnexion le plus ancien et le plus répandu dans le monde de l'industrie car bien maîtrisé. La liaison entre les plots de la puce et les lignes est effectuée à l'aide de fils d'or ou d'aluminium de petit diamètre (typiquement 17 ou 25 μm). Suivant la connexion à réaliser, deux techniques sont possibles : le « ball bonding » et le « wedge bonding ».

Le « ball bonding » consiste à déposer sur la puce et à souder par thermo compression ou par ultrasons une boule formée à l'extrémité d'un fil, son autre extrémité étant placée sur la ligne de transmission, par exemple, pour effectuer la seconde soudure (cf. Figure A-1 (a)).

Dans le cas « wedge bonding », le fil est amené sur le plot à souder et la soudure est réalisée en combinant pression et vibrations ultrasonores. De la même manière on soude la seconde extrémité du fil (cf. Figure II-26). Cette technique peut également être utilisée pour câbler des rubans.

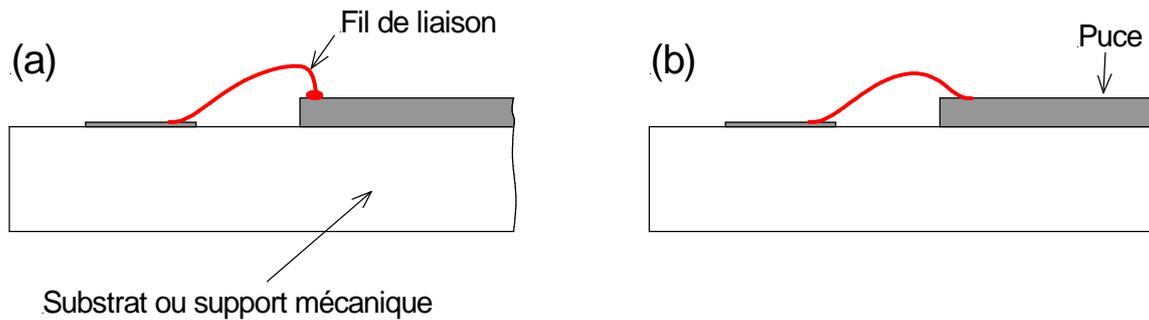


Figure II-26 : Les deux techniques de câblage filaire – (a) le ball bonding ; (b) le wedge bonding

L'ajout de ces fils introduit des effets parasites que nous abordons en détail au Chapitre IV. Citons parmi ces effets l'ajout d'une inductance parasite ou encore le rayonnement du fil.

Une alternative souvent préférée à très hautes fréquences, au-delà de 40 GHz, est de remplacer le fil par un ruban d'or de section rectangulaire plus importante (largeur de 80 μm typiquement). Ceci permet d'obtenir une connexion moins inductive et moins rayonnante. L'autre technique, bien que plus coûteuse, est de monter la puce en « flip chip ».

II.4.2.2 Le montage « flip chip »

Le montage « flip chip » consiste à reporter le circuit MMIC à l'envers. La connexion entre la puce et les lignes est assurée par des billes d'or ou d'argent (*bumps*) déposées soit sur les plots de la puce, soit sur les pistes du substrat (cf. Figure II-27). Cette technique permet de réduire au maximum la longueur des transitions et de s'affranchir de l'utilisation de fils ou de rubans de liaison. D'autre part, la surface occupée par la puce et la connectique est identique à celle occupée par la puce seule, ce qui est un atout dans une optique de réduction de l'encombrement.

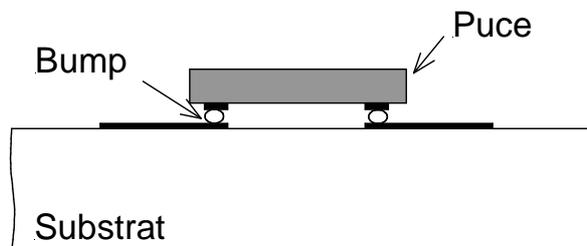


Figure II-27 : Connexion par Flip Chip

Du fait de la compacité de la connexion (la hauteur du bump est typiquement comprise entre 25 et 100 μm), cette technique permet une nette réduction des effets inductifs et des rayonnements parasites. Elle permet également de réduire les pertes d'insertion.

Mais ces excellentes caractéristiques électriques ne doivent pas faire oublier les principaux inconvénients du montage « flip chip » :

- La formation de bump, nécessitant une préparation spécifique des puces ou des substrats d'accueil, rend cette technologie plus délicate et plus onéreuse à mettre en œuvre que le montage filaire.

- Le montage « flip chip » pose le problème de reprise de la masse sur la face arrière de la puce. Dans le cas d'un montage filaire, le report de masse peut s'effectuer simplement par brasage de la puce sur le substrat récepteur ou sur une semelle métallique. La transition entre la face active et la face arrière de la puce (par trous métallisés par exemple) peut présenter des effets inductifs parasites, de nature à dégrader les qualités électriques du procédé flip chip. Pour s'affranchir de ce problème, une solution serait d'utiliser des puces MMIC développées en technologie coplanaire. Mais à l'heure actuelle peu de puces sont disponibles dans cette technologie.
- Un autre problème à prendre en compte est la dissipation thermique, étant donnée la position de la puce.

Finalement, la méthode que nous retenons pour reporter les puces est le montage filaire, plus approprié à des applications à plus faible coût et / ou de prototypage.

II.5 La mise en boîtier du dispositif

La grande majorité des circuits hyperfréquences sont mis en boîtier avant d'être intégrés dans un système complet. Cette opération de mise en boîtier, ou de packaging, offre de nombreux avantages :

- Protection des circuits d'un point de vue mécanique.
- Facilité du raccordement des modules entre eux et avec des dispositifs externes grâce à l'utilisation de connecteurs adaptés.
- Insensibilité vis-à-vis des perturbations extérieures telles que les rayonnements.
- Participation à la dissipation thermique des puces.

Ceci étant, cette « encapsulation » du dispositif peut être à l'origine de divers problèmes :

- Ajout de transitions entre le connecteur et la ligne impliquant la présence de nouvelles discontinuités.
- Modification des paramètres de propagation des lignes de transmission liée à l'ajout d'une enveloppe conductrice.
- Possible apparition de résonances dans la cavité que forme le boîtier à des fréquences comprises dans la bande utile du dispositif.

Au final, la mise en boîtier doit s'avérer être une opération transparente, pour chaque circuit et, au cas échéant, pour chaque ensemble de circuits, le but étant de ne pas dégrader leurs performances. Toutefois, cette opération est particulièrement sensible puisque devant prendre en compte, d'une part, les contraintes mécaniques dans un contexte de miniaturisation et de compacité des dispositifs, et, d'autre part, les contraintes liées à la propagation des signaux, électriques ou optiques, nécessitant l'utilisation d'une connectique adaptée.

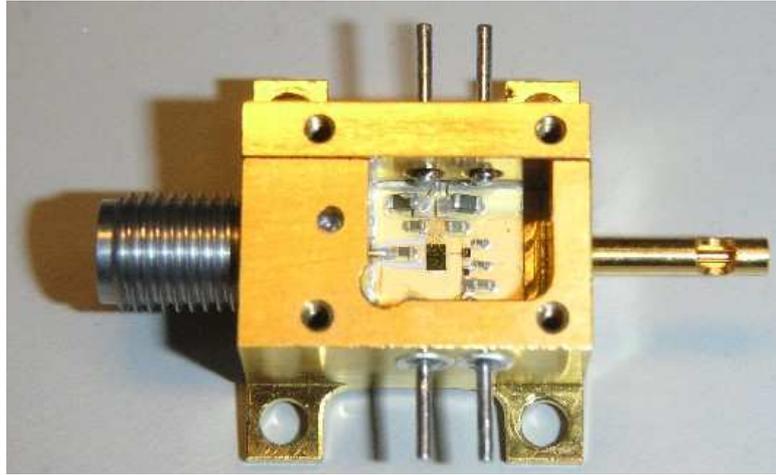


Figure II-28 : Exemple de module de photo-réception mis en boîtier

La Figure II-28 correspond à un module de photo-réception mis en boîtier. Les boîtiers les plus répandus sont réalisés en laiton, en aluminium ou en kovar et, suivant les applications (civiles, spatiales, médicales, ...), peuvent être hermétiques ou non. On trouve également aujourd'hui sur le marché une multitude de boîtiers céramiques ou plastiques. D'une grande compacité, ces derniers permettent par exemple d'encapsuler les puces MMICs.

Afin d'optimiser le packaging des composants et des fonctions, il est important de bien appréhender les exigences de chaque élément, en terme d'encombrement, de composants externes, de dissipation thermique ou encore de rayonnement. Un travail identique doit être réalisé pour chaque dispositif de transmission (lignes planaires, connecteurs, ...). Dans le but de minimiser *a priori* les risques de résonances ou d'interactions entre les composants, cette approche doit permettre de fixer des contraintes à respecter lors de la conception des modules.

II.6 Conclusion

Dans ce deuxième chapitre, et après avoir situé le dispositif étudié dans son contexte d'un point de vue système, nous avons présenté les caractéristiques de l'ensemble des composants constituant un transceiver à haut débit pour des applications longues distances. Pour cela nous avons distingué ces deux fonctions de base que sont l'émission et la réception.

L'émission, constituée principalement d'un driver de modulateur et d'un modulateur, permet de transformer l'information électrique en information optique. La réception, constituée pour sa part d'une photodiode, d'un amplificateur trans-impédance et d'un post-ampli, permet de restituer l'information dans le domaine électrique.

Comme nous l'avons démontré, le contexte d'utilisation de ce dispositif d'émission – réception engendre des contraintes fortes sur les spécifications des composants afin d'assurer une transmission de bonne qualité.

Nous avons également abordé la notion d'interconnexion de ces différents composants. Chacune des solutions proposées apporte ses avantages et ses inconvénients, en terme de compacité, d'applications possibles ou encore d'ajout de perturbations dans la propagation du signal.

Références

- [1] I. Joindot, M. Joindot et al. : *Les télécommunications par fibres optiques*. Edition Dunod et CNET-ENST, 1996.
- [2] M. R. Gokhale, P. V. Studenkov, J. Ueng-McHale, J. Thomson, J. Yao and J. Van Saders : *Uncooled, 10 Gb/s 1310 nm Electroabsorption Modulated Laser*. Post Dead Line, OFC 2003, Atlanta, Georgia, USA, March 23-28.
- [3] D. Moodie, A. Ellis, X. Chen, F. Garcia, D. Rogers, S. Perrin, P. Cannard, R. McLaughlin, M. Robertson, S. Amos, S. Cole, C. Ford and I. Reid : *Applications of Electroabsorption Modulators in High Bit-Rate Extended Reach Transmission Systems*. OFC 2003, Atlanta, Georgia, USA, March 23-28.
- [4] E. Hecht : *Optics – Fourth Edition*. Addison Wesley, 2002.
- [5] W. Pascher, J.H. Den Besten, D. Caprioli, R. van Dijk, X.J.M. Leijtens and M.K. Smit : *Modeling and Design of a Velocity-Matched Traveling-Wave Electro-Optic Modulator on InP*. Optical Society of America, 2003.
- [6] P. Tang, D. J. Towner, T. Hamano and A. L. Meier : *Electrooptic Modulation Up To 40 GHz in a Barium Titanate Thin Film Waveguide Modulator*. Optical Society of America, Vol.12, No 24, november 2004.
- [7] N. C. Thanh, R. Hierle, E. Vourc'h, B. Journet, P. Labbé, J. Zyss : *Modulateur à Base de Polymère Electro-Optique Réalisé en Structure de Boucle*. JNOG 2004, 25 – 27 octobre 2004, Télécom Paris.
- [8] R. Claveau : Thèse de doctorat d'électronique de l'université de Rennes. *Contribution à l'étude des amplificateurs distribués et des circuits de polarisation active. Applications aux circuits de commande de modulateurs électro-optiques*. 2005.
- [9] D. Decoster, V. Magnin, J.-P. Vilcot, J. Harari, J.-P. Gouy, M. Fendler and F. Jorge : *InP Photodetectors for Millimeter Wave Applications*. Proc. SPIE 2000.
- [10] J. Harari, F. Journet, O. Rabii, G. H. Jin, J. P. Vilcot and D. Decoster : *Modeling of Waveguide PIN Photodetector Under Very High Optical Power*. IEEE Trans. Microwave Technologies, Vol. 43, pp. 2304-2310, 1995.
- [11] G.P. Agrawal : *Fiber-Optic Communication Systems – Third edition*. Wiley-Interscience, 2002.
- [12] B. Orsal, R. Alabedra, S. Kibeya and D. Lippens : *Photodiode à avalanche GaAs/GaAlAs à superréseau à $\lambda = 0.8 \mu\text{m}$; Bruit et Facteur d'excès de bruit*. Journal de Physique III – T 1, n°4, Avril 1991, pp. 581 – 604.
- [13] C. Lupi, P. Chanclou, V. Toraille, G. Lanoe, M. Le Pipec, S. Mottet, R. Soares, S. Toutain and D. Pureur : *Simple Elegant Optical Coupling Method For 20 GHz and 40-Gb/s Photoreceiver*. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 12, Issue 5, pp 940-944, Sept.-Oct. 2006.
- [14] M. H. Choi, H. J. Koh, E. S. Yoon, K. C. Shin and K. C. Song : *Self-Aligning Silicon Groove Technology Platform for the Low Cost Optical Module*. Electronic Components and Technology Conference, 1999.

CHAPITRE III :
ETUDE D'UNE FILIERE
TECHNOLOGIQUE ADAPTEE
A LA CONCEPTION DE
SYSTEMES OPTIQUES HAUT DEBIT

III LES STRUCTURES DE PROPAGATION

III.1 Introduction

L'ensemble des composants nécessaires au développement d'un dispositif d'émission - réception à haut débit sur fibre optique a été présenté dans le Chapitre II. L'évolution des techniques de conception, de réalisation et de fabrication permet aujourd'hui de disposer sur le marché de fonctions de base offrant d'excellentes performances. L'interconnexion de ces fonctions sans dégradation des performances permet d'espérer l'obtention d'une transmission de qualité (taux d'erreur binaire inférieur à 10^{-12}) sur de très longues distances.

Avec la montée en débit et l'augmentation de la bande passante requise, l'étude du comportement de ces interconnexions entre puces et circuits est devenue un point dur à étudier à part entière. Compte tenu de la complexité des phénomènes observés, nous nous proposons de les analyser à partir d'une approche numérique, cette approche s'appuyant sur l'analyse analytique de structures simples.

Dans un premier temps, ce chapitre fait un rappel synthétique concernant la propagation des ondes dans des structures telles que les guides d'ondes fermés et les guides d'ondes ouverts afin d'introduire les phénomènes physiques que l'on peut observer sur ces structures lorsqu'elles sont intégrées dans les systèmes.

L'analyse des différentes topologies de lignes de transmission utilisées dans les modules développés pour les télécommunications est ensuite présentée. Nous entendons par module l'ensemble composé de la puce active et de ses composants annexes permettant de la polariser ou encore de proposer des fonctions supplémentaires. Des mesures des caractéristiques de ces lignes sont alors présentées afin de déterminer la topologie la mieux adaptée en fonction de l'application visée.

De par l'accroissement de la complexité des structures, il devient nécessaire d'étudier ces dispositifs à l'aide de logiciels de simulation électromagnétique 3D. L'emploi de tels logiciels n'est envisageable de manière efficace que si on maîtrise, *a priori*, les phénomènes physiques mis en jeu. Afin de mieux maîtriser les conditions d'utilisation des logiciels d'une part et d'étalonner la précision attendue d'autre part, nous avons étudié des cas simples pour lesquels il est possible d'avoir une solution analytique, ces cas étant « représentatifs » des phénomènes associés aux structures complexes étudiées.

III.2 Etude d'une structure générique de propagation

III.2.1 Présentation du problème

Les modules utilisés dans les systèmes de télécommunications sont des dispositifs complexes. La forte intégration, la présence de discontinuités, entraînent l'apparition de nombreux phénomènes difficiles à maîtriser tels que le couplage entre lignes de transmission, l'apparition de modes parasites et de résonances de boîtiers consécutives au rayonnement des discontinuités. Un grand nombre de ces problèmes provient de la montée en fréquence et de la très large bande passante indispensable à ce type d'applications (typiquement 10 GHz pour les applications 12.5 Gbit/s NRZ, 16 GHz pour les applications 10 Gbit/s RZ et 32 GHz pour les applications 40 Gbit/s NRZ). Un certain nombre de problèmes souvent négligés lorsque l'on travaille en basse fréquence prennent alors beaucoup d'importance et il convient de les modéliser pour assurer un fonctionnement sain du module.

La structure de base des modules employés pour les télécommunications consiste en une puce active MMIC (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*) placée dans un boîtier. A titre d'exemple un amplificateur ultra large bande associé à un dispositif de découplage de l'alimentation et de filtrage large bande de la tension continue est présenté sur la photo de la Figure III-1. La cohabitation de différentes technologies entraîne celle de motifs de taille et de volume différents, ce qui peut induire des problèmes qu'il est nécessaire de maîtriser.

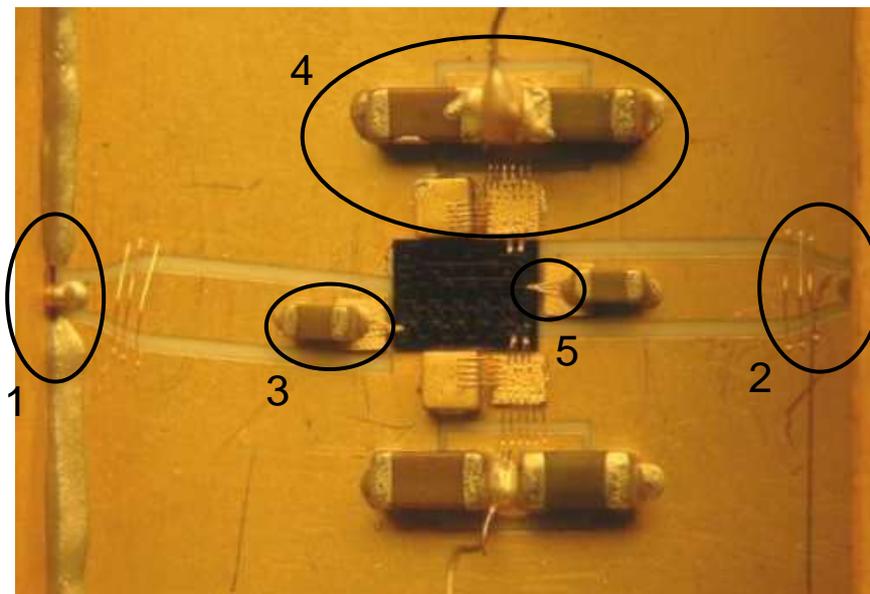


Figure III-1 : Amplificateur ultra large bande utilisant des lignes d'accès coplanaires

Cet exemple de réalisation classique permet d'introduire les problèmes de propagation et de diffraction sur les discontinuités dues à la présence des différents composants. De nombreux points sont potentiellement sources de perturbations et doivent être traités avec une attention toute particulière.

Ainsi, les accès RF d'un module (cf. 1 sur la Figure III-1) sont généralement liés au connecteur coaxial hyperfréquence, dans lequel le mode de propagation diffère de celui des structures d'interconnexion. La transition doit ainsi être optimisée afin de minimiser les pertes

introduites et d'assurer la bonne propagation du signal. D'autre part, afin de garantir le bon fonctionnement des puces au niveau par exemple du découplage de l'alimentation ou du contrôle de ces performances, de nombreux composants viennent s'ajouter à la structure de base. La présence de ces composants sur la ligne (cf. 3 sur la Figure III-1), ou sur le plan de masse (cf. 4 sur la Figure III-1), est à l'origine de discontinuités rencontrées par l'onde. Par ailleurs, afin de faciliter le report de ces composants, il peut s'avérer être nécessaire d'adapter la ligne aux dimensions de ces derniers. Pour cela, un ajustement de la géométrie de la ligne (*taper*) est exploité (cf. 2 sur la Figure III-1). L'utilisation de fils de liaison afin de connecter la ligne de transmission à la puce (cf. 5 sur la Figure III-1) entraîne également une discontinuité dans la propagation de l'onde. D'autres points doivent également être pris en compte, tels que les phénomènes de couplage entre les composants, ou encore de mise en boîtier de cet ensemble, ...

L'objectif, lors de la conception de ces modules, est de minimiser les risques d'apparition de phénomènes non désirés tout en assurant des performances optimales. Une bonne connaissance des phénomènes physiques associés à la propagation dans ces structures (guides d'onde, lignes de transmission) et une bonne maîtrise des différents paramètres critiques des transitions et des discontinuités permettront de mieux cibler les points importants lors de la conception du système.

III.2.2 Quelques rappels sur les lignes planaires

Les lignes de transmission planaires sont des structures particulières, composées de plusieurs conducteurs métalliques isolés les uns des autres, propageant une onde électromagnétique suivant l'axe Oz . Elles sont constituées de deux parties : un substrat, couche généralement diélectrique et à faibles pertes, et une métallisation sur les deux faces du substrat (partielle ou totale selon le type de ligne). Leurs propriétés de propagation dépendent à la fois des caractéristiques du substrat et de l'emplacement des différents plans de métallisation. Les lignes planaires les plus couramment exploitées dans les dispositifs de télécommunications sont présentées sur la Figure III-2. Dans notre cas, en fonction des diverses contraintes liées à l'application, on choisit de préférence une ligne microruban, coplanaire ou encore coplanaire à plan de masse inférieur.

La section droite de ces lignes planaires étant inhomogène, les modes de propagation sont hybrides et présentent donc une composante longitudinale à la fois du champ électrique et du champ magnétique. Toutefois, aux basses fréquences, l'amplitude de ces composantes longitudinales est négligeable vis-à-vis de celle des composantes transverses. Le mode est proche d'un TEM, on parle alors de mode quasi-TEM. Cette modélisation est valide tant que les effets de la dispersion sont faibles.

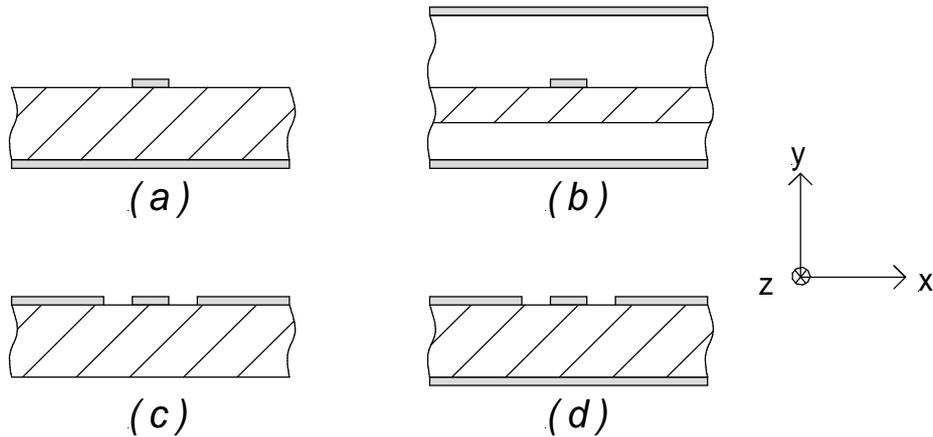


Figure III-2 : Différents types de lignes planaires – (a) microruban (b) microruban à substrat suspendu (c) coplanaire (d) coplanaire à plan de masse inférieur

Les deux paramètres principaux permettant de caractériser les lignes planaires sont l'impédance caractéristique et la constante de propagation.

Rigoureusement l'impédance caractéristique Z_C de la ligne n'est clairement définie que dans le cas d'une structure propageant un mode TEM pur. Pour les fréquences les plus basses du spectre hyperfréquence on peut étendre ce concept aux modes quasi-TEM. Dans le cas de lignes devant fonctionner sur de larges bandes de fréquences et aux très hautes fréquences (ondes millimétriques), il convient de faire très attention lors de l'utilisation de cette notion. La nature hybride du mode de propagation met en évidence les ambiguïtés associées à la définition de l'impédance de la ligne [1]. Plusieurs définitions de l'impédance caractéristique sont en effet possibles : la définition Puissance – Courant ($Z_C = 2 P / |I|^2$), Puissance – Tension ($Z_C = |U|^2 / 2 P$) ou Tension – Courant ($Z_C = U / I$). Si ces définitions aboutissent à des résultats similaires en basse fréquence pour les lignes de transmission quasi-TEM, en moyenne et haute fréquence les résultats divergent. Alors, en fonction de l'application envisagée, on utilise l'une ou l'autre de ces définitions.

Pour la conception de dispositifs passifs n'utilisant qu'un seul type de ligne, le choix d'une définition particulière n'est pas forcément critique. Il peut le devenir dans le cas où l'on développe des dispositifs actifs et qu'il faut adapter une impédance localisée ou des dispositifs passifs utilisant plusieurs types de lignes (association microruban – microfente par exemple).

Le second paramètre à prendre en compte est la constante de propagation γ ($\gamma = \alpha + j\beta$). Sa partie réelle α correspond à l'affaiblissement linéique et représente les pertes de l'onde dans la direction de propagation. Sa partie imaginaire β est le déphasage linéique, ou constante de phase, et indique la variation de phase de l'onde dans la direction de propagation.

D'un point de vue transmission, la nature dispersive de la ligne induit des vitesses de propagation différentes pour des signaux de fréquences différentes. L'inverse de la vitesse de

groupe (vitesse à laquelle se propage l'enveloppe du signal) est appelé temps de propagation de groupe τ_g ou temps de groupe, tel que :

$$\tau_g = d\beta / d\omega \quad (III-1)$$

Ce terme est important, notamment dans les télécommunications. En effet, il permet de déterminer si des signaux de fréquences différentes se propagent à la même vitesse sur la ligne de propagation. Si le temps de groupe est constant sur la bande passante utile, alors l'intégrité du signal est préservée. Une variation de la valeur du temps de groupe se caractérise par une augmentation de la valeur de la gigue de phase sur le diagramme de l'œil.

Les pertes d'insertion d'une structure planaire sont un facteur important qu'il est nécessaire de prendre en compte lors de la conception des circuits. Exprimées en dB/m, ces pertes ont diverses origines. Elles sont liées, d'une part, à la conductivité et à l'état de surface des métallisations, et, d'autre part, à la qualité du substrat diélectrique choisi.

Les pertes métalliques constituent la principale source de pertes des lignes planaires classiques et sont dues à la conductivité finie des métaux employés (Cuivre, Or, Argent) [2]. Au passage de l'onde il y a échauffement des conducteurs et dissipation de l'énergie par effet Joule. De plus, la rugosité de la surface de la métallisation engendre un courant inhomogène dans le conducteur. Ce courant, concentré à la surface et juste en dessous de la surface du conducteur (effet de peau), entraîne une augmentation des pertes métalliques comparée à une surface de métallisation plane [3].

Les pertes diélectriques sont quant à elles liées aux propriétés du substrat à la fréquence considérée [4]. La constante diélectrique complexe d'un milieu de propagation est donnée par l'expression $\epsilon = \epsilon_0 \times \epsilon_r = \epsilon_0 \times (\epsilon_r' - j\epsilon_r'')$ et les pertes sont caractérisées par un terme dépendant de la fréquence noté $\tan \delta$ (la tangente de perte) égal à $\epsilon_r'' / \epsilon_r'$. Ces pertes sont en général faibles par rapport aux pertes métalliques.

D'autre part, le cas échéant, la présence de discontinuités dans la ligne est à l'origine de pertes par rayonnement. En théorie une ligne planaire uniforme ne rayonne pas. Cependant, la présence de discontinuités sur la ligne peut induire un rayonnement par couplage aux modes continus de la structure. Il est à noter que le rayonnement ne produit pas seulement des pertes sur la ligne de transmission mais peut également être la cause de diaphonie entre des lignes proches ou même de l'excitation de résonances de boîtier.

Différentes méthodes d'analyse des lignes planaires ont été développées afin de déterminer les paramètres caractéristiques de ces lignes. Avant d'en parler succinctement, nous allons rappeler quelques définitions concernant les guides d'ondes.

III.2.3 Quelques rappels sur les guides d'ondes

De nombreux ouvrages traitent de l'étude des guides d'ondes [5] - [7]. L'objectif de cette étude est de déterminer les caractéristiques des modes pouvant se propager dans la structure (conditions et fréquences d'apparition, type de mode, carte des champs associés aux modes). Pour cela, on résout en tout point d'un espace, restreint à partir de l'application des

conditions aux limites et des conditions de continuité, l'équation de propagation obtenue à partir des équations de Maxwell [5].

III.2.3.1 Quelques définitions

- Un guide d'onde est défini comme une structure matérielle possédant une symétrie de translation selon l'axe de propagation et pour lequel le plan de section droite est constitué par une association de matériaux de formes et de caractéristiques électromagnétiques différentes.
- Les modes de propagation dans un guide d'onde sont liés à la structure des champs qui se développent dans la section droite. Ces champs dépendent des conditions de continuité entre les différents milieux constitutifs de cette section droite et des conditions aux limites.
- Les guides d'ondes peuvent être séparés en deux catégories : les guides ouverts et les guides fermés. Les guides ouverts sont limités par une ou plusieurs interfaces diélectrique – diélectrique. La majorité de l'énergie est confinée dans le matériau de permittivité diélectrique la plus élevée, mais une partie non négligeable de celle-ci est également présente dans les matériaux de permittivité diélectrique plus faible et dans l'air. De ce fait, si l'onde peut être guidée, elle peut aussi être rayonnée par diffraction sur les discontinuités. Les guides fermés sont quant à eux limités par une paroi métallique fermée supposée parfaite en première approximation. L'énergie reste cantonnée à l'intérieur de cette enveloppe.

III.2.3.2 Les modes de propagation

La résolution des équations de Maxwell en présence des conditions aux limites transverses dans une structure uniforme dans la direction de propagation admet des solutions que l'on appelle modes de propagation [5]. Il en existe une infinité, suivant la structure considérée. Chacun de ces modes possède ses propres caractéristiques de propagation telles que l'affaiblissement et le déphasage linéiques, la vitesse de propagation ou la fréquence d'apparition.

Dans les applications de « télécommunications », on souhaite la propagation d'un seul mode dans la bande de fréquence de travail. La présence d'un mode sur la ligne de transmission dépend de l'excitation, c'est-à-dire des conditions limites aux deux extrémités (source et charge). Sur certains tronçons, les modes supérieurs, s'ils sont au-dessus de la coupure à la fréquence de travail, peuvent être excités par une discontinuité de la ligne par exemple et dès lors entraîner des pertes à l'origine de dégradations des performances du système. L'apparition de ces modes va limiter la « bande passante » pratique de la ligne de transmission. En choisissant de manière réfléchie la topologie de la ligne ou l'emplacement et le type d'excitation, il est possible de n'exciter qu'un seul mode.

Un mode a des caractéristiques différentes, selon qu'il possède ou non des composantes longitudinales de ses champs électrique E ou magnétique H suivant l'axe de propagation Oz . Les différents types de modes de propagation sont résumés dans le Tableau III-1. Pour chacun d'entre eux, il existe une fréquence particulière pour laquelle la constante de propagation s'annule ($\beta = 0$), correspondant à la fréquence de coupure f_c du mode. Cependant, certains modes particuliers, comme le mode TEM (Transverse Electromagnétique) ou le mode quasi-TEM, sont des modes sans fréquence de coupure et sont donc présents dans la structure quelle que soit la fréquence s'ils sont excités.

E_z	H_z	Nom	Sigle	Autre dénomination
= 0	= 0	Transverse Electromagnétique	TEM	
= 0	≠ 0	Transverse Electrique	TE	H
≠ 0	= 0	Transverse Magnétique	TM	E
≠ 0	≠ 0	Hybride		EH, HE, LSE, LSM

Tableau III-1 : Les différents types de modes de propagation

III.2.3.3 Les méthodes d'analyse d'une ligne planaire

L'analyse de la propagation sur les lignes planaires pour lesquelles le mode fondamental est un mode quasi-TEM peut se faire suivant trois niveaux d'approximation.

Tout d'abord, l'analyse quasi-statique, pour laquelle on considère que le mode fondamental de propagation est de type TEM et que la ligne baigne dans un milieu homogène de permittivité diélectrique équivalente ϵ_{reff} . Dans ce cas, ϵ_{reff} et l'impédance caractéristique Z_c caractérisent la propagation du mode. Ces deux grandeurs sont alors considérées comme constantes quelle que soit la fréquence. De nombreux outils mathématiques ont été développés pour caractériser ces lignes. Citons parmi ceux-ci la méthode de la transformation conforme modifiée [8], [9], qui consiste à transformer le plan de la ligne en une capacité à plan parallèle. Le calcul de la capacité équivalente permet ensuite de déterminer les paramètres caractéristiques de la ligne. D'autres techniques, utilisant la méthode des différences finies [10] ou encore l'analyse dans le domaine spectral [11], [12] sont également très répandues.

Ensuite, l'utilisation des modèles dispersifs permet de tenir compte de la nature dispersive des lignes de transmission. Ces modèles consistent à définir une structure équivalente à la ligne à fréquence nulle (approximation statique : même $Z_c(0)$ et même $\epsilon_{\text{reff}}(0)$), structure pour laquelle il est possible d'étudier la dispersion. On aboutit alors à la définition pour le mode fondamental quasi-TEM de la variation en fréquence de Z_c et de ϵ_{reff} [13]. En d'autres termes, l'ajout de coefficients correcteurs aux modèles de l'analyse quasi-statique permet de tenir compte de la nature dispersive de la structure. Ces modèles dispersifs [14] - [15] sont utilisables sur une très large bande de fréquence, typiquement d'une centaine de GHz, valeur nettement supérieure aux besoins de nos applications. Ils sont implémentés dans la plupart des logiciels permettant de réaliser la synthèse des lignes planaires.

Enfin, le dernier niveau d'approximation, le plus précis, consiste à faire une analyse multi-modes (« *full wave analysis* »). Il s'agit dans ce cas de définir non seulement les

variations en fréquence des paramètres secondaires de la ligne mais aussi de caractériser les modes supérieurs de la structure. Les techniques utilisées sont plus rigoureuses mais aussi plus complexes d'un point de vue analytique. Leur objectif est de déterminer la variation en fréquence des champs et des constantes de propagation des différents modes [16], [17].

III.2.4 Choix de la structure générique

Le choix de la structure de propagation employée est fonction de l'application visée. Divers aspects pratiques tels que la facilité de report de composants, le coût de revient, ou encore la facilité de réalisation et d'intégration de la structure, sont ainsi à prendre en compte. Interviennent alors des choix au niveau du substrat à utiliser, de la topologie et des grandeurs caractéristiques de la ligne. D'autres paramètres influent également sur le choix, comme la prise en considération de la dissipation des puces de puissance, ou encore les contraintes mécaniques afin de réaliser une structure d'interconnexion résistante lors de la manipulation du dispositif.

Le compromis adopté, permettant de répondre au mieux aux exigences de la mise en œuvre de dispositifs compacts à très large bande passante, est d'exploiter une ligne d'interconnexion coplanaire à plan de masse inférieur (cf. Figure III-3). Nous en justifions l'intérêt dans la suite de ce chapitre.

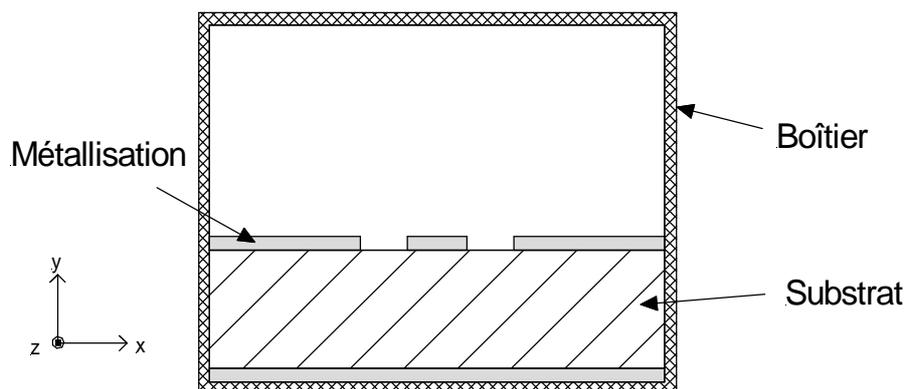


Figure III-3 : Structure générique d'interconnexion mise en boîtier

Cette structure complexe au premier abord peut être décomposée en sous-ensembles. L'objectif étant, dans un premier temps, de bien maîtriser la totalité des phénomènes physiques présents dans chacun de ces sous-ensembles, avant de traiter l'étude de la ligne de transmission dans sa globalité.

III.2.5 La structure générique et les phénomènes de base en propagation

Afin d'étudier les différents phénomènes physiques de base en propagation de la structure générique, cette dernière est décomposée en quatre sous-ensembles distincts (cf. Figure III-4). Le nombre et la disposition des zones de métallisation varient en fonction de la ligne considérée, entraînant des différences quant à la nature des modes possibles dans la structure et quant à leurs conditions d'excitation. Le substrat sert de support mécanique aux différentes lignes de transmission

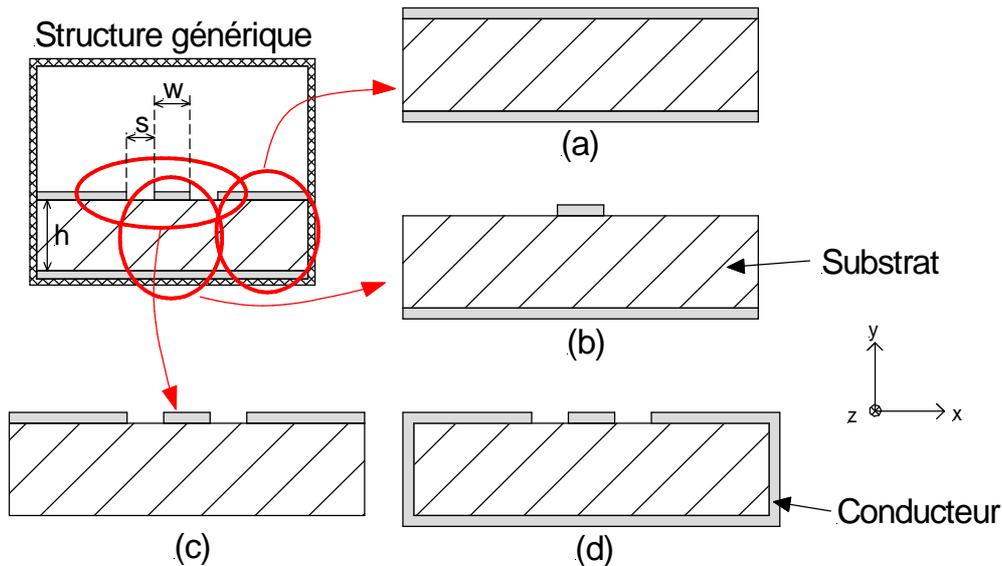


Figure III-4: Décomposition de la métallisation de la structure générique – (a) Guide d'onde à plans parallèles, (b) Microruban, (c) Coplanaire, (d) Coplanaire à plan de masse inférieur

Le premier sous-ensemble est un guide d'onde à plans parallèles (cf. Figure III-4 (a)). Limité par deux plans parfaitement conducteurs ce guide propage un mode fondamental TEM ainsi que des modes guidés supérieurs de type TE ou TM dont les fréquences de coupure dépendent de la hauteur du guide et de la permittivité du substrat.

Suivant les dimensions de la structure cible, elle peut être considérée :

- Comme une ligne coplanaire dans le cas où la hauteur h du substrat est grande devant s (cf. Figure III-4 (c)).
- Comme une ligne microruban dans le cas où h est faible vis-à-vis de s (cf. Figure III-4 (b)).

Dans les cas pratiques, nous nous situons le plus souvent entre ces deux cas limites. Aussi, il est intéressant d'analyser la propagation sur chacune de ces lignes génériques (coplanaire d'une part, microruban d'autre part) pour mieux maîtriser les phénomènes observés en pratique sur la structure cible.

En complément sur cette étude, il semble aussi intéressant de maîtriser les phénomènes de propagation dans les deux structures guide plan diélectrique métallisé et guide à plan parallèle métallique afin de rendre compte d'éventuelles fuites dans le substrat.

Le substrat sert de support mécanique aux différentes lignes de transmission. Posée sur le fond du boîtier, cette structure peut être assimilée à un guide d'onde ouvert à section de droite inhomogène (« *grounded dielectric slab* »). Elle est constituée d'une couche de diélectrique d'épaisseur d et de constante diélectrique ϵ_r (milieu (1) de la Figure III-5) posée sur un plan de masse. Le milieu (0) est quant à lui constitué d'air. Une telle structure est supposée infinie suivant les axes Ox et Oz .

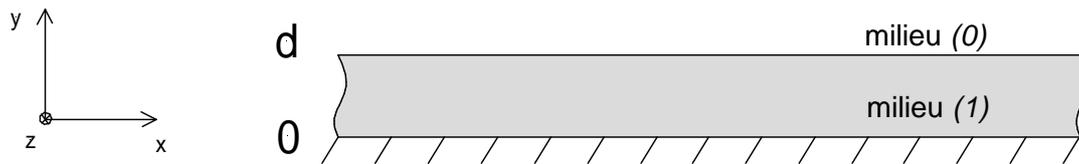


Figure III-5 : Le guide d'onde ouvert à section de droite inhomogène

Cette structure de propagation est un guide plan diélectrique métallisé sur une face. Les modes associés à cette structure sont de types TE ou TM. Ces modes peuvent être excités dans le substrat sous certaines conditions à partir des champs présents dans la ligne considérée (microruban par exemple). Ce sont donc des modes de fuite dans le substrat vis-à-vis de la ligne plaquée. Ces modes de fuite peuvent alors résonner dans la cavité constituée par le substrat et son support.

Nous pouvons préciser cette notion de cavité résonante associée au montage et plus particulièrement au boîtier dans lequel est monté le circuit.

Dans le cas d'un boîtier parallélépipédique, la structure de base à considérer est le guide rectangulaire métallique à plan de section droite inhomogène (présence de substrats diélectriques). Ce guide étant limité suivant z par deux plans métalliques, les fréquences de résonances peuvent alors être déduites de l'analyse des caractéristiques de propagation de ce guide en associant la dimension suivant z de la cavité (L) à la constante de propagation puisque pour chaque résonance $L = n\pi / \beta$.

Après avoir évoqué les différents points de l'étude des guides d'ondes, la suite de ce chapitre a pour objectif d'exposer les principales caractéristiques des lignes planaires communément utilisées pour des applications de télécommunications.

III.3 Les lignes planaires

Afin de bien maîtriser les différents phénomènes physiques d'une ligne coplanaire à plan de masse inférieur, structure générique choisie pour répondre au mieux aux exigences des applications de télécommunications, nous allons aborder en préambule l'étude théorique de la ligne microruban et de la ligne coplanaire.

III.3.1 Présentation de la ligne microruban

Une ligne microruban (« *microstrip line* ») est constituée de deux conducteurs (cf. Figure III-6 (a)) : un ruban métallique de largeur w , placé à la surface d'un substrat diélectrique d'épaisseur h et de permittivité diélectrique ϵ_r , et un plan métallique recouvrant la partie inférieure du substrat. La métallisation a une épaisseur t .

C'est une structure ouverte, pouvant donc supporter des modes guidés et des modes continus. Une représentation des champs électrique et magnétique du mode fondamental quasi-TEM est donnée sur la Figure III-6 (b).

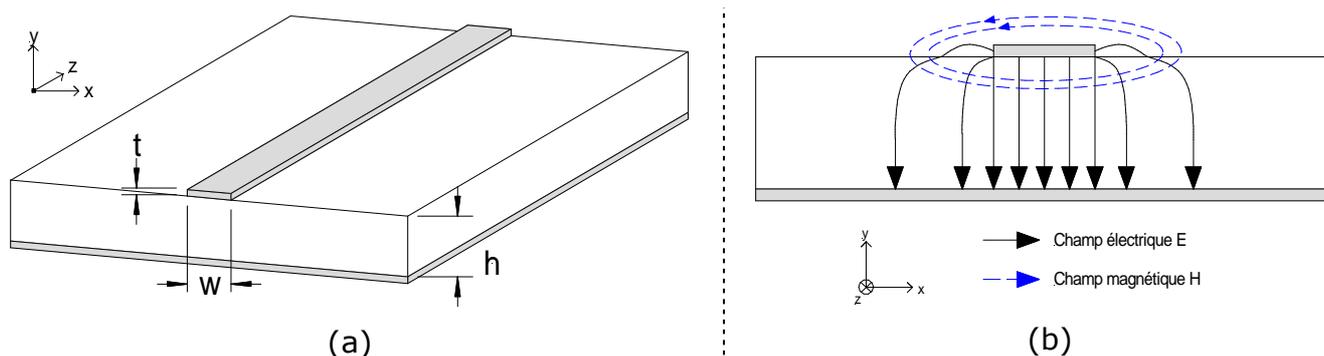


Figure III-6 : Paramètres permettant de caractériser la ligne microruban (a) et représentation des composantes transverses des champs électriques et magnétiques du mode quasi-TEM (b)

L'expression (III-2) permet de déterminer la fréquence en dessous de laquelle les effets de la dispersion sont négligeables [18] et donc la bande de fréquence dans laquelle l'approximation quasi-TEM est considérée comme valide.

$$f_d = 0.3 \sqrt{\frac{Z_c}{h\sqrt{\epsilon_r - 1}}}, \text{ avec } f_d \text{ en GHz et } h \text{ en cm} \quad (\text{III-2})$$

Cette fréquence est d'autant plus élevée que la ligne possède une forte impédance caractéristique Z_c , que le substrat est fin et que la constante diélectrique est faible. Le Tableau III-2 regroupe les résultats du calcul pour des lignes microrubans d'impédance caractéristique 50 Ω et pour différents substrats couramment utilisés.

	Constante diélectrique ϵ_r	Hauteur du substrat (μm)	f_d (GHz)
Alumine	9.9	381	6.3
		254	7.7
Ro4350	3.48	381	8.66
		254	10.6

Tableau III-2 : Fréquence limite d'utilisation de l'approximation quasi-TEM

De manière générale cette fréquence reste faible par rapport à la fréquence de travail des modules de télécommunications étudiés, pouvant atteindre 40 GHz. Il convient donc de tenir compte de la nature dispersive de la ligne microruban.

La bande passante utile d'une ligne est principalement limitée par deux phénomènes : l'apparition des modes d'ordre supérieur et le couplage du mode fondamental aux modes de substrat.

III.3.1.1 Les modes d'ordre supérieur

Une estimation de la fréquence d'apparition d'un mode supérieur d'ordre n est donnée par la relation (III-3). Cette expression est déterminée en utilisant le modèle guide d'onde associé à la géométrie définie par la ligne microruban proposé par Hoffmann [3].

$$f_{SUP,n} = \frac{c.n.Z_c}{2\eta_0.h} \quad (\text{III-3})$$

avec n entier positif, f en GHz, Z_c l'impédance caractéristique de la ligne, c la vitesse de la lumière dans le vide en $m.s^{-1}$, h en mm et η_0 l'impédance d'onde dans le vide.

Cette relation est valide lorsque $h / \lambda_0 \ll 1$ et $w / h \gg 1$. Pour réaliser une ligne d'impédance caractéristique de 50Ω sur alumine, le rapport w / h est égal à 1. Le modèle utilisé pour établir la formule (III-3) n'est donc pas valide. Cependant, en utilisant cette formule on peut aboutir à une valeur par défaut de cette fréquence de coupure. Cette dernière nous permet de voir si nous risquons d'avoir des problèmes consécutifs à l'apparition de modes supérieurs. Une représentation de la configuration des champs des deux premiers modes est donnée sur la Figure III-7.

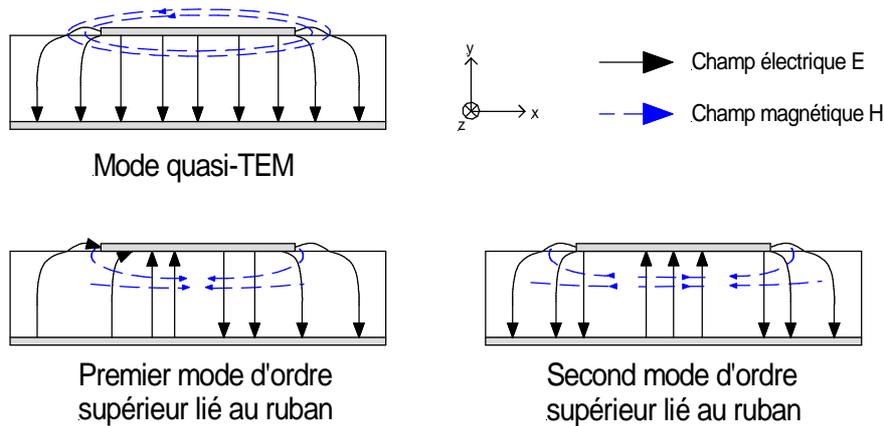


Figure III-7 : Représentation simplifiée des composantes transverses des champs électriques et magnétiques des premiers modes hybrides d'ordre supérieurs d'une structure microruban

III.3.1.2 Les phénomènes parasites associés à la structure

Outre les modes hybrides d'ordre supérieur précédemment évoqués, des modes parasites peuvent être présents dans la structure. Ceux-ci sont de deux natures : modes de substrat ou modes rayonnés (cf. Figure III-8).

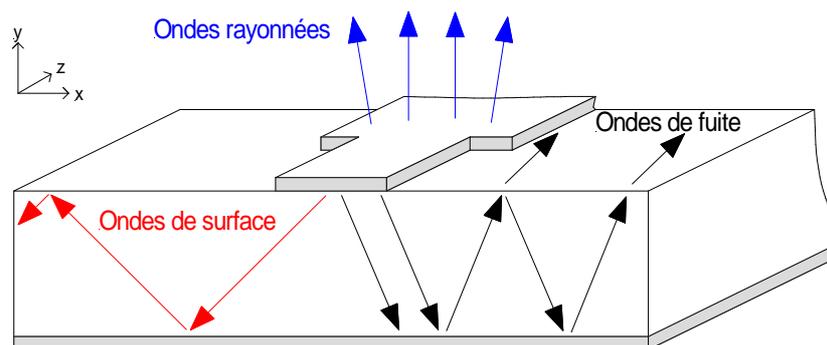


Figure III-8 : Représentation des différents modes guidés et continus présents dans une structure microruban

Les modes de substrat (ondes de surface), qui peuvent être de type TE ou TM, sont les modes propres du guide plan diélectrique métallisé sur une face. Lorsque la vitesse de phase du mode fondamental quasi-TEM devient proche de celle d'un mode de substrat, il peut y avoir couplage entre les deux modes, entraînant l'excitation du mode de substrat. L'apparition de ces modes est à l'origine de pertes énergétiques. Afin d'éviter leur excitation, il est

nécessaire de travailler en dessous d'une fréquence limite pour laquelle il y a couplage entre ces deux types de mode [3]. L'expression de la fréquence de couplage du premier mode de substrat de type TE au mode fondamental est donnée par l'expression (III-4) :

$$f_{a,TE} = \frac{3c_0}{4h\sqrt{2(\epsilon_r - 1)}} \quad (III-4)$$

De même, la fréquence de couplage du premier mode de substrat de type TM au mode fondamental est donnée par l'expression (III-5) :

$$f_{a,TM} = \frac{c_0 \times \arctan(\epsilon_r)}{\pi h \sqrt{2(\epsilon_r - 1)}} \quad (III-5)$$

Le Tableau III-3 synthétise les fréquences d'apparition des modes de substrat d'une ligne microruban, ce, pour différents substrats.

	Constante diélectrique ϵ_r	Epaisseur du substrat (μm)	$f_{a,TM}$ (GHz)	$f_{a,TE}$ (GHz)
Ro4350	3.48	254	217.9	397.7
		381	145.3	265.2
Alumine	9.9	254	131	210
		381	87.3	140

Tableau III-3 : Fréquence d'apparition des premiers modes de substrat

On note que la fréquence d'apparition du premier mode de substrat non désiré pour les substrats de faible épaisseur que nous utilisons est nettement supérieure aux fréquences de travail des applications télécoms 12.5 Gbit/s NRZ, 10 Gbit/s RZ et même 40 Gbit/s NRZ, nécessitant respectivement une bande passante de 10, 16 et 32 GHz.

De par la structure ouverte de la ligne, il est également nécessaire de prendre en compte l'éventuel rayonnement des circuits, ce rayonnement étant lié à la présence de discontinuités distribuées le long de la ligne.

III.3.1.3 Effet de la dispersion sur les paramètres caractéristiques d'une ligne microruban

La nature dispersive de la ligne microruban entraîne une dépendance de ses paramètres caractéristiques (constante diélectrique effective et impédance caractéristique) avec la fréquence. Cette dépendance a été quantifiée et est présentée dans la littérature [19], [20].

Pour les lignes admettant une approximation quasi-TEM, on définit un milieu équivalent tenant compte de la répartition de l'énergie associée à l'onde entre le substrat et l'air. On introduit ainsi la notion de constante diélectrique effective $\epsilon_{re\text{ff}}$. On constate (cf. Figure III-9) que l'approximation quasi-TEM n'est valable que pour de faibles fréquences, inférieures à 8 GHz, pour lesquelles la valeur de la constante diélectrique effective reste quasiment stable. Le calcul de l'expression (III-2) est ainsi confirmé pour différentes

largeurs de ruban w et donc d'impédances caractéristiques Z_C d'une ligne microruban sur un substrat d'alumine d'épaisseur $381 \mu\text{m}$. Au-delà de ces fréquences, ϵ_{reff} tend asymptotiquement vers la valeur de la constante diélectrique du substrat ($\epsilon_r = 9.9$). En effet, pour une ligne propageant un mode quasi-TEM, les caractéristiques « basse fréquence » et particulièrement la valeur de ϵ_{reff} dépendent de la largeur des rubans métalliques et la position relative des plans métalliques impose la structure du champ. Par contre, en haute fréquence, c'est le guide plan diélectrique qui impose la propagation.

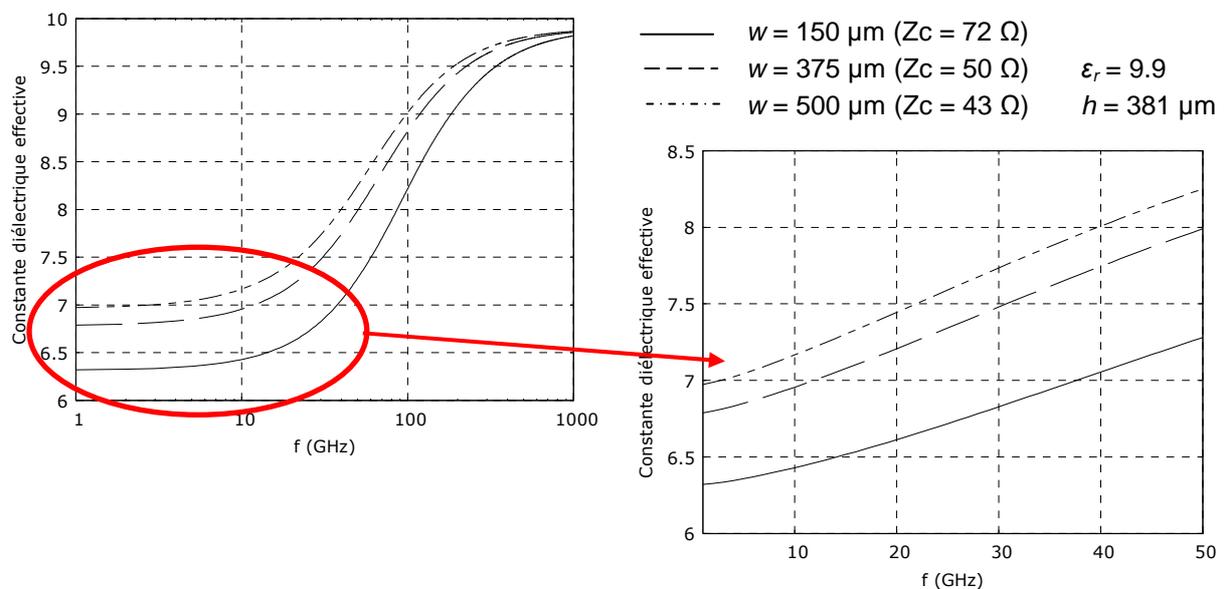


Figure III-9 : Variation de la constante diélectrique effective avec la fréquence pour différentes impédances caractéristiques

Sur la bande de fréquences considérée dans notre étude, la variation de la constante diélectrique est assez nette, passant, pour une ligne microruban d'impédance caractéristique 50Ω , de 6.8 à 7.8 de manière quasi-linéaire entre 1 et 40 GHz. Cette variation se traduit par une variation du temps de groupe également quasi-linéaire d'environ 3.3 ps pour une longueur de ligne de 1 mm.

La grande majorité des circuits hyperfréquences est conçue pour présenter une impédance d'entrée et de sortie égale à 50Ω . Nous avons vu que cette notion d'impédance caractéristique peut poser problème pour toute ligne planaire dès que l'on monte en fréquence. En fait, dans la plupart des cas que nous aurons à traiter et compte tenu des fréquences mises en jeu, il est plus intéressant de raisonner sur le coefficient de réflexion des dispositifs et donc par conséquent sur la matrice S plutôt que de vouloir à tout prix avoir une modélisation des circuits distribués à partir de lignes dont on définirait l'impédance caractéristique à priori.

Après avoir évoqué les principaux points permettant de caractériser la ligne microruban, nous allons adopter une démarche similaire pour l'étude de la ligne coplanaire.

III.3.2 La ligne coplanaire

La ligne coplanaire CPW (*Coplanar Waveguide*) a été proposée dès 1969 par Wen [21]. Elle est constituée de trois conducteurs placés à la surface d'un substrat diélectrique (cf. Figure III-10). Le conducteur central est séparé des deux plans de masse latéraux par deux fentes. Les différents paramètres permettant de caractériser une ligne coplanaire sont la largeur de la ligne (ruban central) w , la largeur du plan de masse latéral w_g , la largeur de la fente (du gap) g ainsi que l'épaisseur de la métallisation t . Les paramètres propres au substrat (épaisseur h et permittivité diélectrique ϵ_r) sont également à prendre en compte.

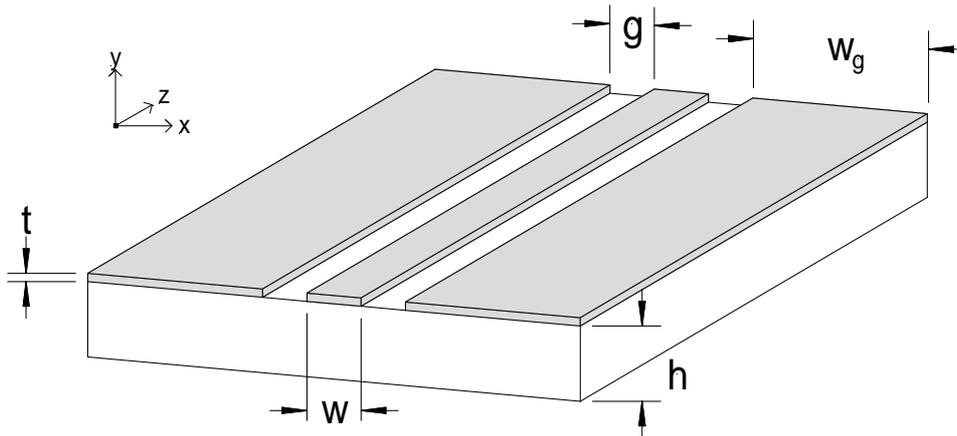


Figure III-10 : Paramètres caractéristiques de la ligne coplanaire

Comparée à la structure microruban (cf. § III.3.1), la ligne coplanaire offre des avantages non négligeables. Ainsi la connexion de composants discrets en parallèle est facilitée. De plus, il est possible de réaliser des transitions (« *tapers* ») à impédance constante en modifiant les largeurs de la fente et du ruban central, simplifiant le report de composants discrets en série et permettant d'adapter les paramètres de la ligne aux contraintes des circuits adjacents. Par contre, l'utilisation d'une ligne coplanaire nécessite de disposer d'un évidement au-dessous du substrat d'accueil, ajoutant des contraintes mécaniques. La transition entre le mode coaxial du connecteur et le mode fondamental de la ligne peut s'avérer délicate.

De nombreuses méthodes ont été développées pour analyser les lignes coplanaire et les différentes structures en découlant (substrat d'épaisseur finie ou infinie, plan de masse de largeur finie ou infinie, prise en compte de la mise en boîtier...) [22].

III.3.2.1 Les modes de propagation dans une ligne coplanaire

La ligne coplanaire est un guide d'onde ouvert dans lequel on retrouve des modes guidés. Deux modes fondamentaux, respectivement symétrique et anti-symétrique par rapport à l'axe Oy , peuvent s'y propager [23]. Ces modes sans fréquence de coupure sont le mode coplanaire et le mode fente.

III.3.2.1.1 Les modes fondamentaux

Du fait de sa section droite inhomogène, l'ensemble des modes de cette structure est hybride. Compte tenu de la géométrie de la structure, on introduit en basses fréquences l'approximation d'un mode quasi-TE (mode fente) et d'un mode quasi-TEM (mode coplanaire).

Le premier mode fondamental, le mode hybride quasi-TEM, est un mode impair ($E_t(-x,y) = -E_t(x,y)$), dont les lignes de champs dans le plan transverse sont présentées Figure III-11. De par son caractère très faiblement dispersif, c'est ce seul mode coplanaire que l'on souhaite en général utiliser.

L'autre mode fondamental est le mode fente quasi-TE, dont les lignes de champs sont également présentées Figure III-11. Ce mode pair ($E_t(-x,y) = E_t(x,y)$), par ailleurs très dispersif, peut être excité au niveau d'une discontinuité (taper, coude, composant discret, ...) à partir du mode coplanaire.

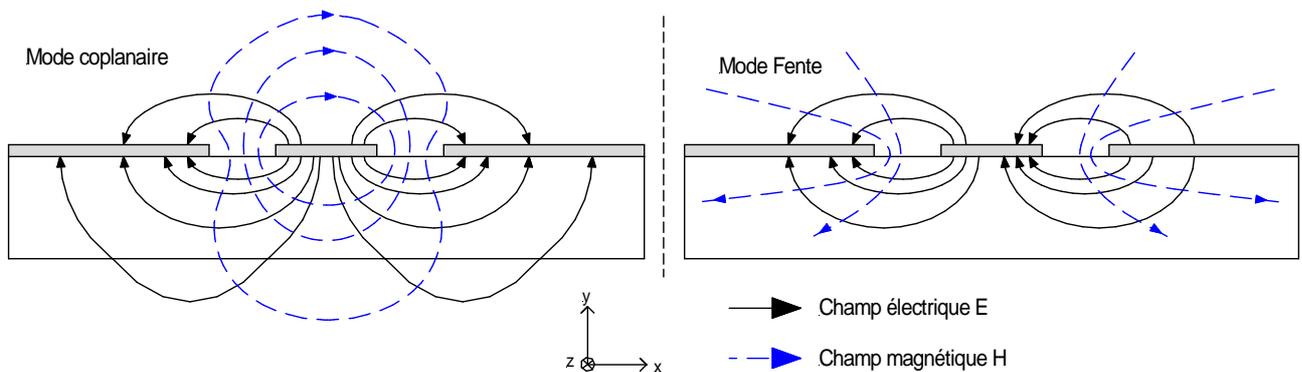


Figure III-11 : Coupe transverse d'une ligne coplanaire – Représentation des lignes de champs électriques et magnétiques du mode coplanaire et du mode fente

Afin d'éviter la propagation simultanée de ces deux modes fondamentaux, le mode fente est éliminé. L'ajout de fils de liaisons (fils de bondings) ou de ponts à air reliant les deux plans de masse latéraux assure leurs équipotentialités et le filtrage du mode fente (cf. Figure III-12).

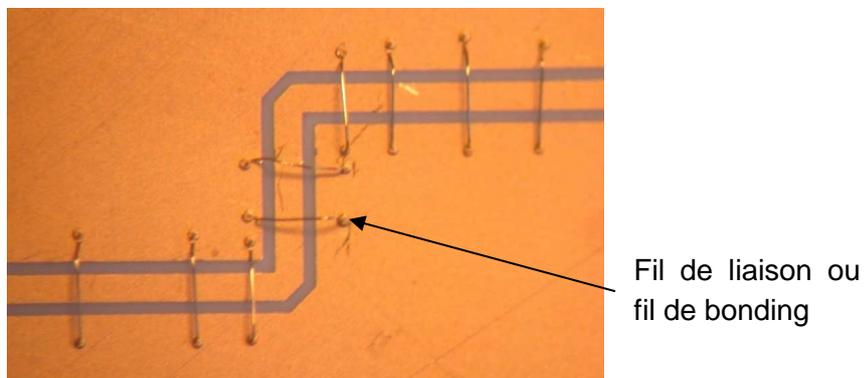


Figure III-12 : Filtrage du mode fente d'une ligne coplanaire par ajout de fils de liaisons

III.3.2.1.2 Les modes de substrat

Considérons à présent une structure coplanaire constituée d'un substrat d'épaisseur finie h . Lorsque h est du même ordre de grandeur que la longueur d'onde dans le diélectrique $\lambda_d = c / (f \times \sqrt{\epsilon_r})$, on doit prendre en compte les réflexions à l'interface air – diélectrique du plan inférieur [23]. Les modes de substrat pouvant être excités dans cette structure sont identiques à ceux rencontrés dans le cas d'une ligne microruban (cf. § III.3.1.2).

Pour des applications large bande, on choisit l'épaisseur de substrat de telle sorte que les modes de substrat ne soient pas excités. Ceci est possible en choisissant h inférieur à $0.12 \lambda_d$ [23]. Cette inégalité est également valide dans le cas de la ligne microruban. Ainsi, pour des débits de 10.709 Gbit/s RZ et 40 Gbit/s NRZ, l'épaisseur du substrat d'alumine doit être respectivement prise inférieure à $715 \mu\text{m}$ et $357 \mu\text{m}$.

III.3.2.2 L'effet de la dispersion sur les paramètres caractéristiques d'une ligne coplanaire

L'évolution avec la fréquence des paramètres caractéristiques d'une ligne coplanaire, liée à la nature dispersive de la ligne [18], est fonction du facteur de forme de la ligne ainsi que des paramètres caractéristiques du substrat. Ces variations sont ainsi exposées pour différents couples de largeur de lignes et de fentes et dans le cas d'une structure industrialisable, avec une épaisseur de substrat finie et des plans de masse latéraux de largeur finie. L'impédance caractéristique des lignes est de 50Ω et le substrat utilisé est de l'alumine d'épaisseur $381 \mu\text{m}$.

Quel que soit le couple de valeurs considéré, la constante diélectrique effective varie avec la fréquence de la même manière et tend asymptotiquement vers la valeur de la constante diélectrique du substrat ϵ_r (cf. Figure III-13). La variation de temps de groupe n'est pas très importante sur la plage de fréquence considérée, allant de 2.3 ps pour le premier couple de valeurs ($300 \mu\text{m}$; $130 \mu\text{m}$) à 3.8 ps pour le dernier ($1000 \mu\text{m}$; $270 \mu\text{m}$) et ce pour une longueur de ligne de 1 mm .

Pour une ligne d'impédance caractéristique donnée, la valeur de la permittivité quasi-statique ϵ_{rstat} est plus faible pour la ligne coplanaire (environ 5.5) que pour la ligne microruban (de l'ordre de 6.8). Ce phénomène s'explique par la différence de répartition des champs du mode fondamental dans ces deux structures, champs qui sont plus confinés dans le matériau diélectrique dans le cas d'une ligne microruban.

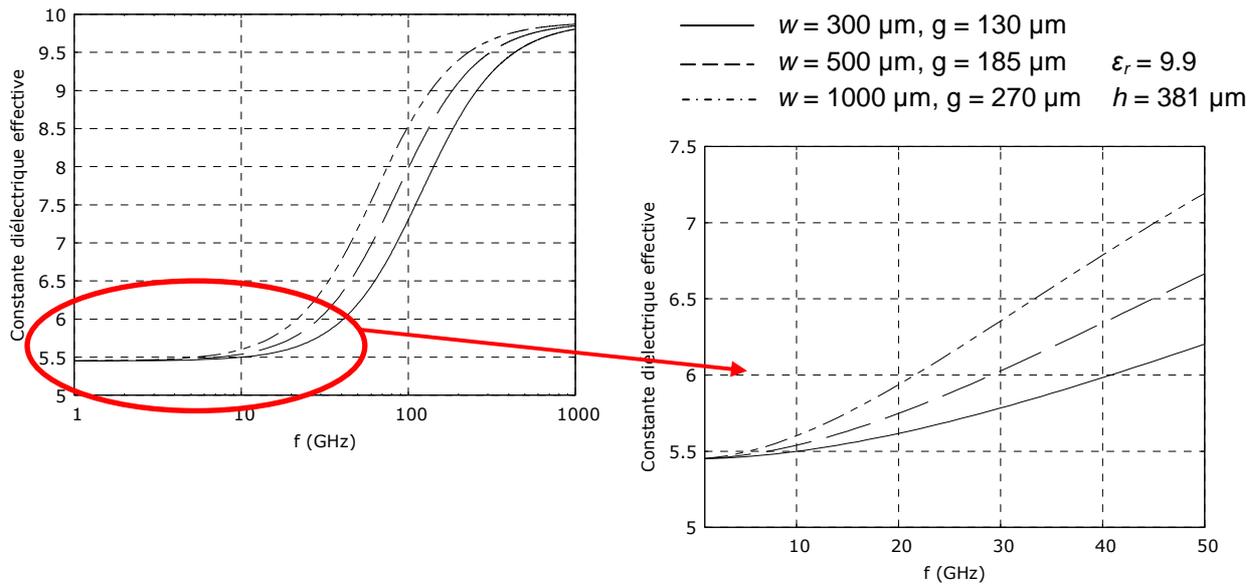


Figure III-13 : Constante diélectrique effective d'une structure coplanaire pour différents couples de largeur de ligne w et de largeur de fente g

En ce qui concerne l'impédance caractéristique, le comportement quasi-TM de la ligne coplanaire conduit logiquement à adopter la définition Puissance – Tension. La nature dispersive de la ligne engendre une variation d'environ 3Ω de l'impédance caractéristique entre 0 et 40 GHz, quel que soit le couple de valeurs considéré (cf. Figure III-14). Cette légère désadaptation est à l'origine de pertes négligeables en transmission, de l'ordre de 4.1×10^{-3} dB dans le cas présent.

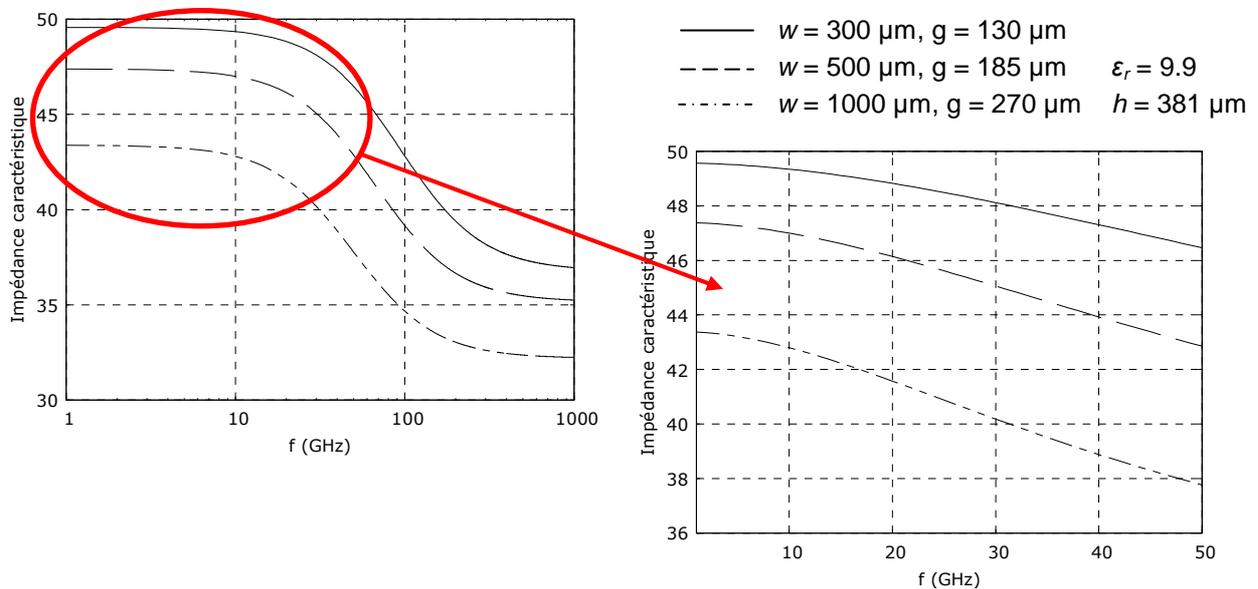


Figure III-14 : Evolution de l'impédance caractéristique (Z_{cv}) d'une structure coplanaire pour différents couples de largeur de ligne w et de largeur de fente g

Les variations des paramètres caractéristiques des lignes de transmission avec la fréquence se traduisent, d'un point de vue système, par une dégradation des paramètres du diagramme de l'œil. On note cependant que pour les prochaines générations de systèmes, nécessitant une bande passante beaucoup plus importante, la variation d'impédance liée à la

nature dispersive de la ligne est plus conséquente et il sera alors nécessaire de concevoir des circuits permettant de prendre en compte ces variations sur toute la bande de fréquence d'utilisation.

D'un point de vue pratique, il peut s'avérer difficile de prévoir un évidement sous le substrat. On peut alors imaginer utiliser des structures mixtes, dans lesquelles l'évidement est remplacé par un substrat de très faible permittivité, entraînant un coût supplémentaire lors de la réalisation du substrat d'accueil mais évitant le développement de boîtier mécanique spécifique aux lignes coplanaires.

Toutefois, dans un objectif de miniaturisation de l'ensemble du module, la partie inférieure du substrat est très souvent métallisée avant d'être déposée sur une surface métallique, le fond d'un boîtier par exemple. Nous obtenons alors une structure coplaire à plan de masse inférieur.

III.3.3 La ligne coplaire à plan de masse inférieur

Ce type de ligne ajoute aux avantages de la ligne coplaire (facilité de report des composants, taper à impédance constante, ...) la possibilité d'une transition aisée avec une structure microruban, une meilleure solidité mécanique pour les substrats de faible épaisseur ainsi qu'une meilleure dissipation thermique lorsque la ligne est placée dans un boîtier.

La structure de la ligne coplaire à plan de masse inférieur CBCPW (*Conductor-Backed Coplanar Waveguide*) est donnée Figure III-15. Les paramètres permettant de caractériser cette ligne sont identiques à ceux de la ligne coplaire (cf. § III.3.2). D'un autre côté, l'ajout d'une métallisation sur la face inférieure du substrat modifie notablement la nature des modes de propagation dans la structure [23].

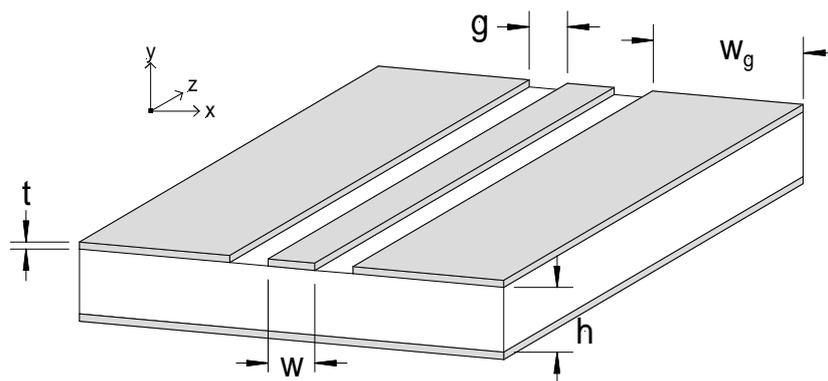


Figure III-15 : Paramètres caractéristiques de la ligne coplaire à plan de masse inférieur

III.3.3.1 Les modes de propagation d'une ligne CBCPW

Comme nous l'avons évoqué lors de l'introduction de la structure générique, la ligne coplaire à plan de masse inférieur peut propager différents modes et son comportement se rapproche de celui d'une ligne microruban ou de celui d'une ligne coplaire, suivant le choix des paramètres géométriques caractéristiques de la ligne. Ainsi, de par sa structure, trois

modes fondamentaux sans fréquences de coupure, peuvent se propager : les deux modes de la structure coplanaire (le mode coplanaire et le mode fente) auxquels il faut ajouter le mode quasi-TEM de la structure microruban. Une représentation simplifiée des champs électrique et magnétique de ces modes est donnée Figure III-16.

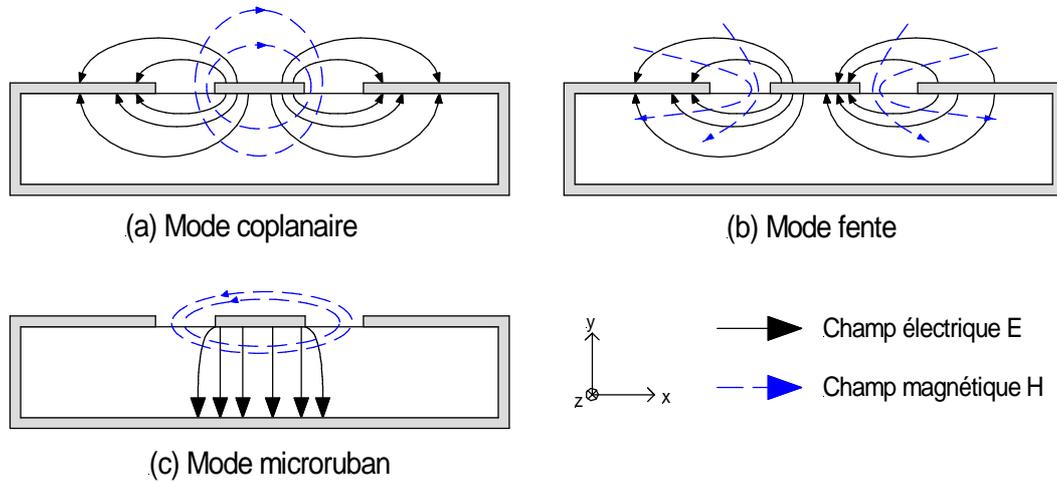


Figure III-16 : Modes de propagation fondamentaux d'une ligne coplanaire à plan de masse inférieur – Représentation simplifiée du champ électrique et du champ magnétique

Le mode coplanaire est celui que l'on souhaite propager dans la structure. Dès lors, des règles simples doivent être respectées afin d'éviter l'excitation des autres modes. Pour cela l'épaisseur du substrat doit être choisie grande comparée à la longueur totale formée par les fentes et le gap ($h > w + 2g$). Ceci permet d'isoler les champs du mode coplanaire du plan de masse inférieur [24] et on privilégie aussi la propagation du mode coplanaire plutôt que celle du mode microruban. Ensuite, en connectant les deux plans de masse latéraux et le plan de masse inférieur, par l'ajout de trous métallisés de report de masse par exemple, on évite l'excitation du mode fente. L'autre avantage d'utiliser ces trous métallisés est d'éviter l'apparition du mode de substrat dans la structure.

III.3.3.2 Les modes de substrat d'une ligne CBCPW

La ligne coplanaire à plan de masse inférieur peut propager un mode de substrat de type TEM, sans fréquence de coupure, également désigné par le terme « PPL » (*Parallel Plate Line mode*) [25] (cf. Figure III-17). Ce mode de substrat est excité par couplage au mode fondamental. A l'origine de pertes dans le substrat, il convient dès lors de jouer soit sur les conditions d'excitation, soit sur le filtrage de ce mode pour les éviter. Dans ce cas, l'ajout de trous métallisés de report de masse [24], ou « *vias holes* » (communément appelés *vias*) permet d'empêcher sa propagation dans la cavité formée par les deux plans de masse latéraux (cf. Figure III-17). Ces trous jouent en effet le rôle de filtre pour le mode de substrat.

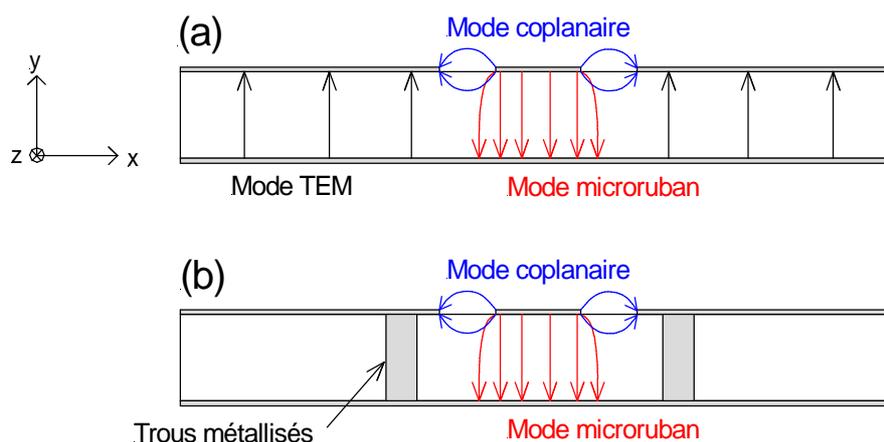


Figure III-17 : Principe du filtrage du mode TEM par insertion de trous métallisés (vias) – Représentation simplifiée du champ électrique des différents modes

Le choix de l'emplacement et de l'espacement entre deux trous métallisés requiert une attention toute particulière. L'objectif est de contrer l'apparition du mode de substrat tout en ne fragilisant pas mécaniquement la structure finale et en n'augmentant pas son coût par l'ajout de trous métallisés inutiles. Ainsi, la distance d entre deux trous impose une fréquence de coupure en dessous de laquelle le mode TEM n'est pas excité. Au-delà de cette fréquence, le filtrage assuré par les trous métallisés n'est plus suffisant et le mode considéré apparaît alors dans la structure.

La suite de ce paragraphe a pour objectif de déterminer l'emplacement par rapport à la ligne et l'espacement d optimal de ces trous (de centre à centre). Le but est de proposer une structure couvrant toute la bande passante nécessaire aux applications envisagées et pour laquelle le problème d'apparition du mode de substrat est solutionné. Pour cela nous nous basons sur des résultats de simulation des performances de différentes structures, en commençant par une structure ne possédant pas de trous métallisés afin de bien se rendre compte de l'intérêt du filtrage mis en œuvre. Les structures considérées sont des lignes droites de 16 mm de long avec un ruban central de largeur 300 μm et des fentes de largeur 260 μm . Le substrat utilisé est de l'alumine de permittivité diélectrique relative égale à 9.9 et d'épaisseur 381 μm . Le choix des dimensions est dicté par des considérations pratiques notamment liées à la mise en boîtier des dispositifs étudiés. En première approche les conducteurs sont considérés comme parfaits. Les centres des trous métallisés, qui ont un diamètre de 300 μm , sont placés à 500 μm du bord de la fente de la ligne (cf. Figure III-18 (a)). A noter que d'un point de vue réalisation cette distance doit être supérieure à 200 μm .

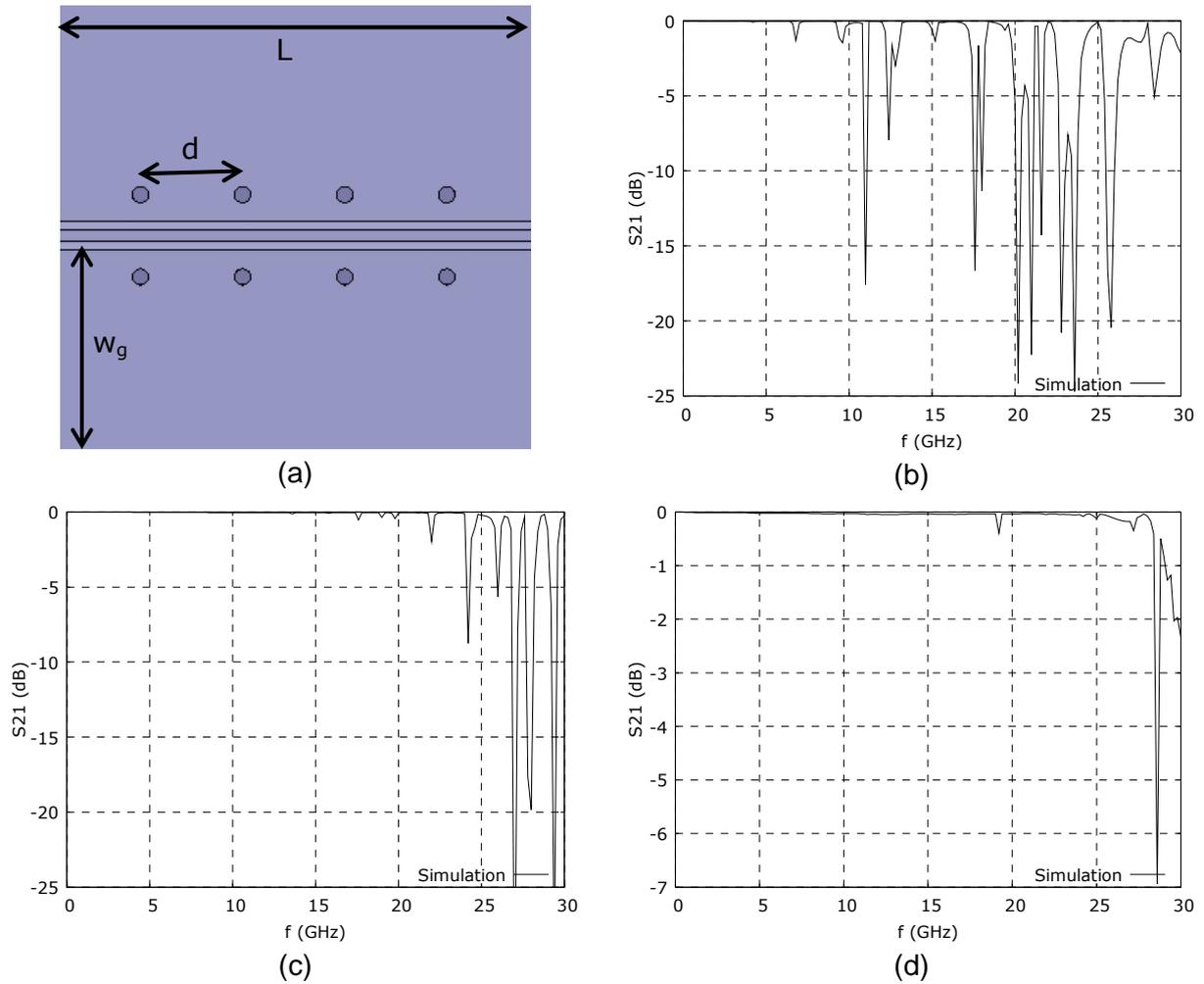


Figure III-18 : Résultats de simulation d'une ligne CBCPW pour différents espacements d de trous métallisés – (b) sans trous métallisés ; (c) tous les $\lambda_s / 2$; (d) avec une seconde rangée de trous métallisés décalée

Considérons tout d'abord une structure CBCPW classique, sans trous métallisés. Pour analyser le phénomène de couplage au mode fondamental, cette structure peut être traitée comme deux résonateurs à plans parallèles [24] dont les fréquences de résonance des modes supérieurs sont obtenues à partir de l'expression (III-6).

$$f_{mn} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left[\left(\frac{m}{w_g} \right)^2 + \left(\frac{n}{L} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (III-6)$$

Lorsque cette ligne est mise en boîtier, les plans de masse sont court-circuités sur leurs flancs. Ceci a pour principale conséquence de modifier les conditions aux limites. Ainsi les modes supérieurs présents dans la structure ont un champ électrique nul à la périphérie de la structure et maximal le long de la fente d'excitation. Ceci implique d'avoir m demi entier et n entier dans la relation (III-6). De plus, d'après cette expression, choisir une largeur de plan de masse latéral w_g faible ou encore un diélectrique de faible permittivité diélectrique permet de repousser la fréquence d'apparition des différents modes hors de la bande passante utile.

Les résultats de la simulation des performances de la structure sans trous métallisés sont présentés sur la Figure III-18 (b) et permettent de mettre en avant la nécessité du filtrage du mode de substrat TEM. Ils montrent en effet l'apparition de nombreuses résonances entraînant des pertes importantes (– 17 dB à 11 GHz par exemple). Le Tableau III-4 compare la fréquence obtenue par simulation électromagnétique avec la fréquence de résonance théorique obtenue à partir de l'expression (III-6) pour les trois premiers modes supérieurs excités. Il y a une très bonne concordance entre les deux valeurs. Les cartes des champs électriques des modes $TE_{0.5,3}$ et $TE_{1.5,2}$ sont présentées sur la Figure III-19.

Fréquence de résonance obtenue par la simulation électromagnétique	Fréquence de résonance théorique, d'après (III-6)	Mode excité
6.8 GHz	6.74 GHz	$TE_{0.5,2}$
9.4 GHz	9.47 GHz	$TE_{0.5,3}$
11 GHz	11.15 GHz	$TE_{1.5,2}$

Tableau III-4 : Fréquences d'apparition des premiers modes supérieurs dans une structure CBCPW sans trous métallisés – Comparaison entre théorie et simulation

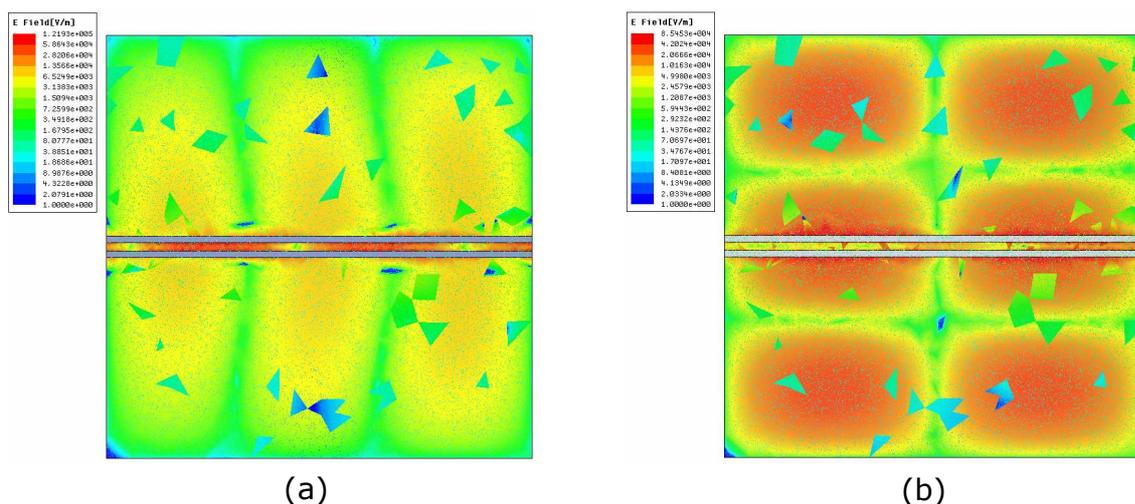


Figure III-19 : Structure CBCPW sans trous métallisés de report de masse – Tracé de la carte des champs électriques pour les modes $TE_{0.5,3}$ (a) et $TE_{1.5,2}$ (b)

L'ajout de trous métallisés doit permettre d'éviter l'apparition des modes de substrat donnant lieu à ces résonances. L'efficacité du filtrage dépend de plusieurs paramètres tels que le diamètre des trous métallisés, leur disposition et leur espacement. En se basant sur les conclusions de travaux réalisés sur le recours aux trous métallisés dans une telle structure [24], les performances en transmission sont optimales lorsqu'on espace les trous d'une distance d égale à $\lambda_s / 2$ de centre à centre. La longueur d'onde dans le substrat λ_s est calculée pour la fréquence maximale d'utilisation de la ligne, tel que $\lambda_s = c / (f \times \sqrt{\epsilon_r})$.

Ainsi, le fait d'espacer les trous métallisés d'une distance d de 1.9 mm (cas (c) de la Figure III-18) doit permettre d'avoir une transmission sans résonance jusque 25 GHz. Le

premier trou métallisé est quant à lui situé à 1.35 mm de la zone d'excitation afin d'avoir un espacement homogène entre les différents trous sur toute la longueur de la ligne.

Nous voyons sur les résultats de simulation de la structure une première résonance d'amplitude conséquente (-1.9 dB) à 22 GHz. Au vu de la représentation des champs électriques dans la structure associés aux deux premières résonances, à 22 et à 24.2 GHz (cf. Figure III-20), la plus grande partie de l'énergie est confinée au niveau du ruban de la ligne, dans le guide d'onde formé par les trous métallisés. Une partie de cette énergie se retrouve toutefois entre les deux plans de masse latéraux et le plan de masse inférieur, étant à l'origine des résonances visibles sur les résultats de simulation. L'hypothèse avancée pour expliquer ce phénomène est que, d'un point de vue électromagnétique, la rangée de trous métallisés ne se comporte pas comme un court-circuit parfait. La discontinuité liée à la présence des trous métallisés se comporte comme un iris mince. Des modes évanescents présents au niveau de cet iris générant alors des résonances dans la cavité.

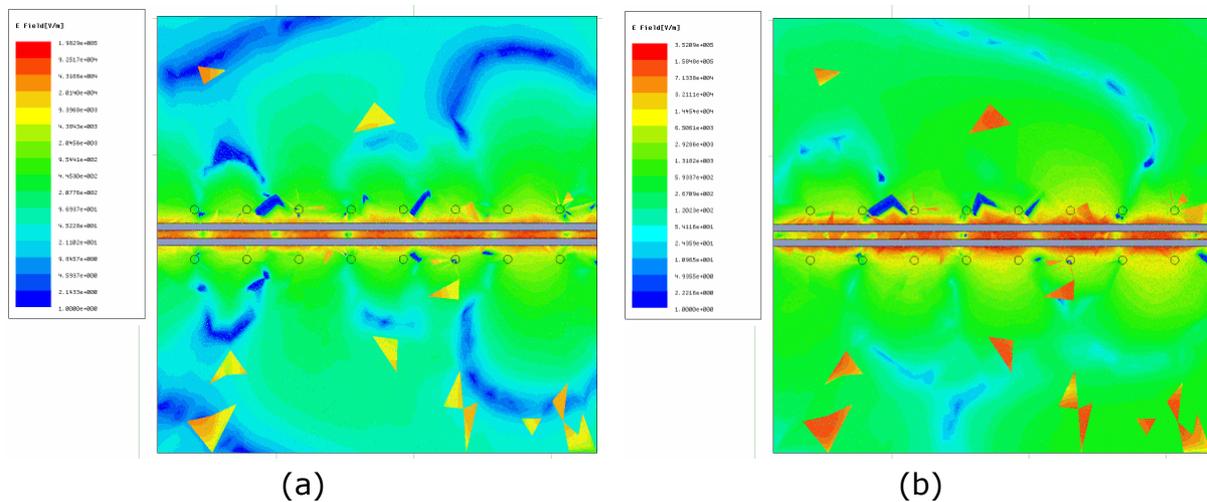


Figure III-20 : Structure CBCPW avec une rangée de trous métallisés – Tracé de la carte des champs électriques pour les résonances (a) à 22 GHz et (b) à 24.2 GHz

Deux solutions sont alors envisageables. La première consiste à diminuer l'espacement d entre les trous. Le risque de cette solution, avec des vias contigus et alignés, est de fragiliser la structure ou d'être confronté à des limitations lors de la réalisation du perçage de la structure. En effet, l'espacement minimal à respecter entre chaque trou métallisé est de 500 μm de bord à bord pour pouvoir réaliser le perçage.

L'autre solution réside dans l'ajout d'une seconde rangée de trous métallisés, décalée par rapport à la première, de telle sorte que le centre du nouveau trou se trouve au milieu des deux anciens trous. Cette configuration est présentée sur la Figure III-21 et les résultats de simulation de cette nouvelle structure sur la Figure III-22.

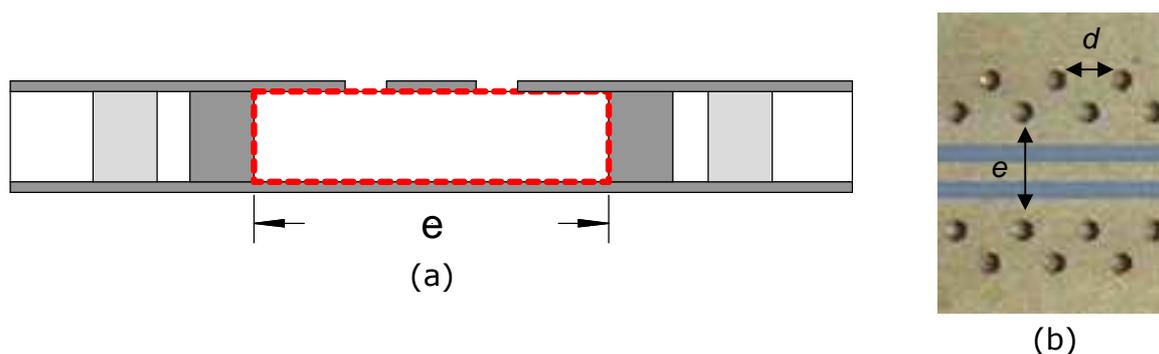


Figure III-21 : Vue en coupe (a) et vue de dessus (b) d'un ligne coplanaire CBCPW avec deux rangées de trous métallisés de report de masse décalées

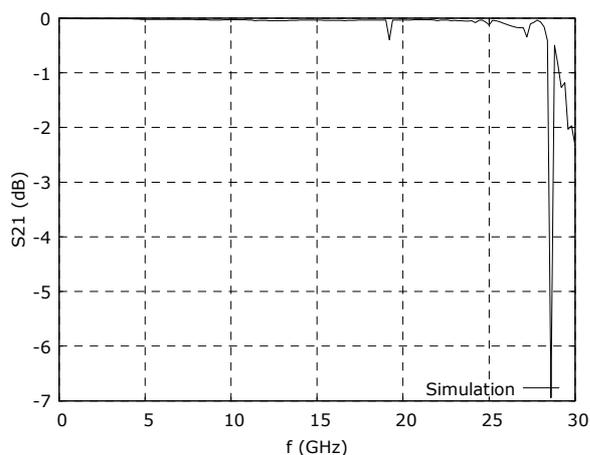


Figure III-22 (identique à la Figure III-18 (d)) : Résultats de simulation d'une ligne CBCPW avec une seconde rangée de trous métallisés décalée

De cette manière, le mode évanescent de type TE présent entre deux trous métallisés est tout de suite annihilé par la présence d'un autre trou imposant à nouveau un potentiel nul au champ électrique. Les résultats sont très nettement améliorés comparés à ceux obtenus pour la structure possédant une seule rangée de trous métallisés. Sur la bande de fréquence concernée, s'étalant jusque 25 GHz, nous voyons l'apparition d'une résonance de faible amplitude (-0.4 dB) à 19.2 GHz. La résonance suivante, à 28.6 GHz, à quant à elle une amplitude importante de -6.9 dB. Les cartes des champs électriques associées à ces deux fréquences sont visibles sur la Figure III-23. L'analyse de ces résultats permet de conclure quant à l'efficacité de l'utilisation d'une seconde rangée de trous.

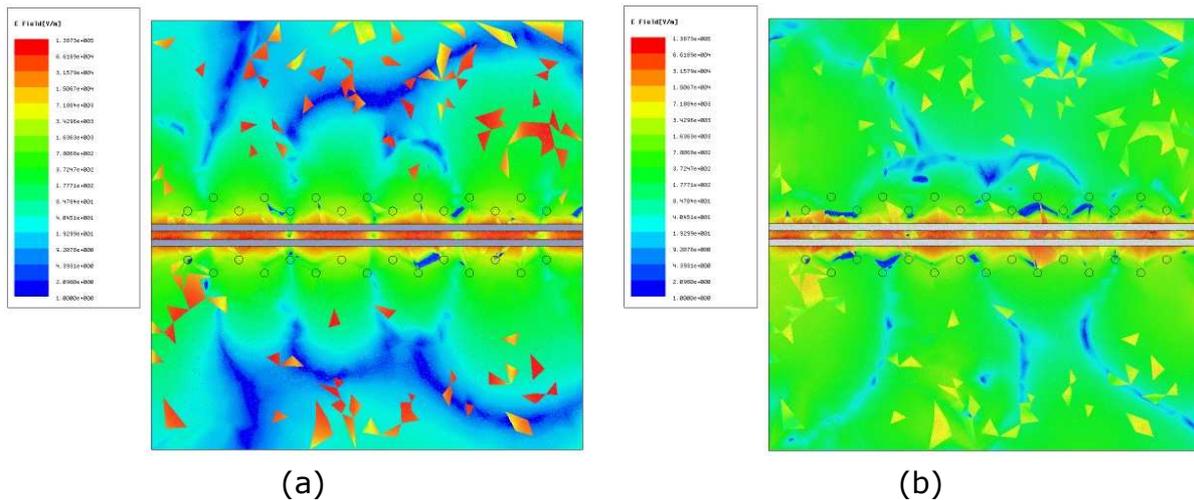


Figure III-23: Structure CBCPW avec deux rangées décalées de trous métallisés – Tracé de la carte des champs électriques pour les résonances (a) à 19.2 GHz et (b) à 28.6 GHz

Le concepteur doit toutefois également prendre en compte le guide d'onde créé par l'ajout des trous métallisés. Celui-ci est représenté par le rectangle en pointillé sur la Figure III-21 (a). Si l'on assimile la rangée des trous métallisés à un court circuit, la fréquence de coupure du mode fondamental pour ce guide est donnée par la relation (III-7) :

$$f_R = c / (2e\sqrt{\epsilon_r}) \quad (III-7)$$

Cette fréquence est inversement proportionnelle à la distance e . Cette dernière doit donc être prise la plus petite possible, mais des contraintes technologiques de gravure et de perçage rentrent alors en jeu. De plus, choisir une faible valeur de e est à l'origine de l'augmentation des pertes métalliques dans la ligne. Suivant l'application, un compromis doit être trouvé.

L'ensemble des contraintes à respecter et qui ont été évoquées précédemment peut s'avérer être gênant pour la montée en débit. Prenons par exemple le cas des applications à 40 Gbit/s NRZ pour lesquelles la bande passante utile est de 32 GHz. La largeur du ruban central est choisie égale à 300 μm afin de pouvoir y reporter des composants en série sans avoir recours à un « taper ». Nous souhaitons privilégier la propagation du mode coplanaire. Pour cela, la hauteur de substrat est choisie égale à 635 μm et la largeur du gap est alors de 165 μm afin d'avoir une ligne d'impédance caractéristique de 50 Ω . D'autre part, afin de couvrir toute la bande passante utile, la distance d entre deux trous métallisés est choisie égale à 1.3 mm, ce qui ne pose pas de problème du point de vue de la réalisation. Le dernier point à respecter concerne la distance e entre deux trous en vis-à-vis. En prenant des trous métallisés d'un diamètre de 150 μm (diamètre minimal) et en les plaçant au plus près du bord du gap (soit 200 μm), cet espacement e est de 1.18mm. Ceci permet de repousser la fréquence de résonance transverse du guide à 40 GHz. Nous remarquons donc que ces contraintes vont être de plus en plus difficiles à prendre en compte avec l'augmentation du débit. Le concepteur peut alors choisir un substrat de constante diélectrique plus faible, tout en prenant garde aux pertes liées aux paramètres intrinsèques du substrat.

Après avoir abordé d'un point de vue théorique l'étude des différents types de lignes planaires pouvant être utilisées pour des applications de télécommunications et avoir fait le choix de la ligne coplanaire à plan de masse inférieur, nous allons exposer quelques résultats expérimentaux venant illustrer l'approche physique adoptée.

III.4 Caractérisation des lignes planaires

La phase de caractérisation des lignes planaires doit nous permettre de valider le choix de la structure. Pour cela, différentes structures sont caractérisées avec un dispositif permettant de prendre en compte la transition entre le connecteur hyperfréquence et la ligne de transmission.

Différentes lignes ont ainsi été gravées sur de l'alumine d'épaisseur $381\ \mu\text{m}$ et de permittivité diélectrique relative égale à 9.9. Les lignes coplanaires à plan de masse inférieur caractérisées ont un ruban central large de $300\ \mu\text{m}$ et des fentes d'une largeur de $260\ \mu\text{m}$. Les dimensions du substrat sont de $16\ \text{mm} \times 16\ \text{mm}$ ($L \times l$) et sont compatibles avec celles d'un boîtier d'accueil pour les dispositifs développés.

Les résultats de la caractérisation de ces lignes sont donnés sous forme de paramètres S, en transmission (S21) et en réflexion (S11).

III.4.1 Les résultats de caractérisation des lignes CBCPW

Afin de prendre en compte l'interconnexion entre le connecteur et la ligne, on utilise un support mécanique permettant de caractériser simplement les différentes topologies de lignes. Le principe de la caractérisation consiste à placer les substrats entre les deux mâchoires du support. L'excitation est alors réalisée par deux connecteurs hyperfréquences. La Figure III-24 est une photo du dispositif de test.

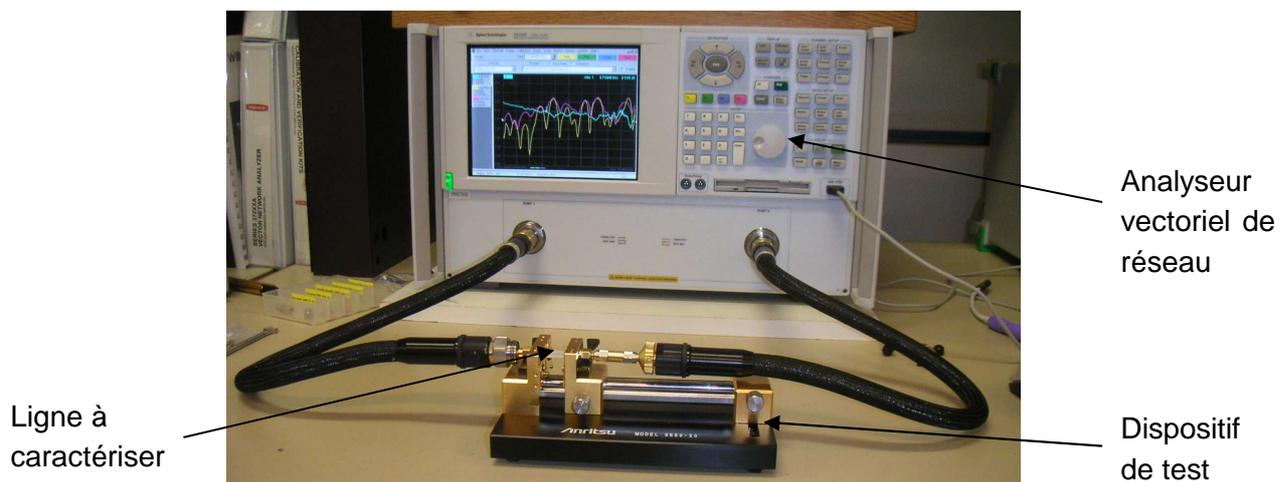


Figure III-24 : Photo du dispositif de test permettant de prendre en compte la transition entre le connecteur et la ligne

Ces mesures permettent de tenir compte de la transition entre le connecteur hyperfréquence et la ligne de transmission et plus particulièrement entre le mode de propagation TEM du connecteur coaxial hyperfréquence et le mode de propagation de la ligne

de transmission. On se rapproche ainsi des dispositifs mis en boîtier en ce qui concerne l'excitation de la ligne.

Le dispositif de test étant équipé de connecteurs de bande utile théorique de 26 GHz, les mesures réalisées par la suite sont donc valides dans cette bande.

Une partie des lignes de propagation caractérisées a préalablement été simulée à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique HFSS. La structure sous simulation est dessinée Figure III-25. Dans l'objectif de simuler de manière réaliste la structure caractérisée, la transition entre le connecteur hyperfréquence et la ligne de transmission est prise en compte. Le pas entre deux fréquences de calcul est choisi suffisamment fin (200 MHz), ce qui implique un temps de calcul relativement long malgré les performances affichées par les ordinateurs actuels.

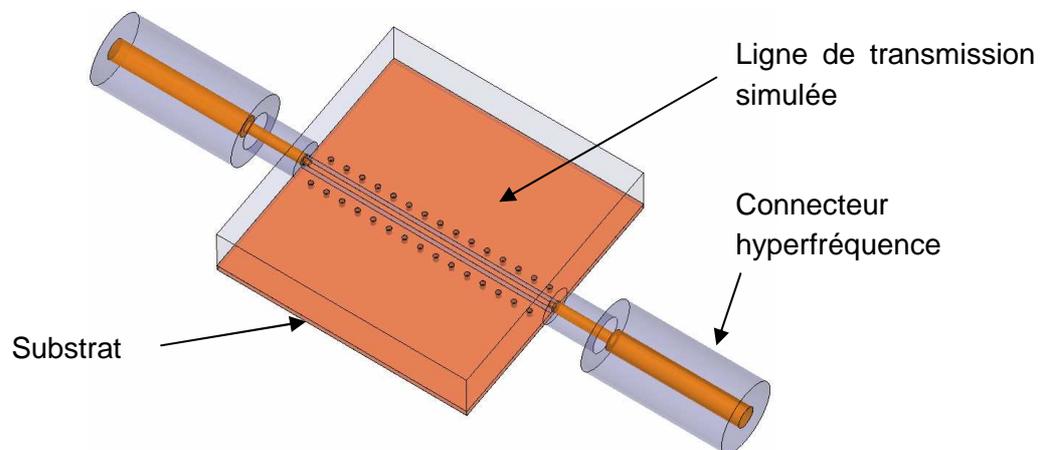


Figure III-25 : Dessin de la structure CBCPW simulée avec le logiciel de simulation électromagnétique HFSS

Afin de valider l'hypothèse que la distance d entre les trous métallisés est un paramètre essentiel à bien maîtriser pour éviter l'excitation du mode de substrat TEM, la Figure III-26 présente les résultats de caractérisation d'une ligne droite CBCPW dont les vias sont espacés de 2 mm. Le premier via est également placé à 2 mm de la zone d'excitation. D'après l'hypothèse évoquée préalablement (cf. § III.3.3.1), un tel espacement doit empêcher l'excitation du mode TEM jusque 23.8 GHz. Bien que le rapport d'onde stationnaire (ROS) de la structure soit inférieur à 1.4:1 jusque 25 GHz, les pertes en transmission deviennent importantes au-delà de 20 GHz et des résonances commencent à apparaître. La première d'entre elle est visible à 22 GHz avec une amplitude de -2.5 dB. Les résultats de caractérisation confirment donc l'aspect théorique concernant le choix de la distance d entre deux trous métallisés (cf. § III.3.3.2). Afin d'améliorer le filtrage du mode de substrat et augmenter la bande passante de la ligne, les trous métallisés ont été rapprochés les uns des autres.

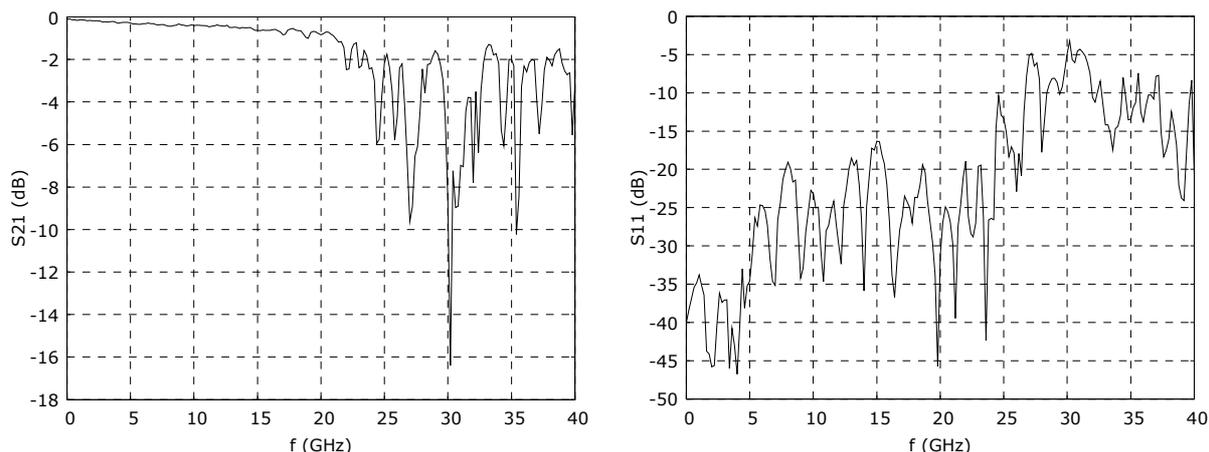


Figure III-26 : Caractérisation d'une ligne droite CBCPW avec une rangée de trous métallisés –
 $w = 300 \mu\text{m}$, $g = 260 \mu\text{m}$, $h = 381 \mu\text{m}$, $d = 2 \text{ mm}$

Une ligne avec une rangée de trous métallisés espacés de 1 mm a ainsi été caractérisée (cf. résultats sur la Figure III-27). Au vu des résultats, cette ligne peut être utilisée sans problème pour des applications nécessitant 20 GHz de bande passante. A cette fréquence les pertes en transmission sont de l'ordre de 0.7 dB et le ROS est inférieur à 1.33:1. Au-delà de 25 GHz apparaissent de légères résonances avec une amplitude faible. Le ROS y est moins bon bien que restant inférieur à 2.3:1 sur toute la bande de fréquence. De manière générale, on note que ces résultats sont largement améliorés comparé au cas précédent.

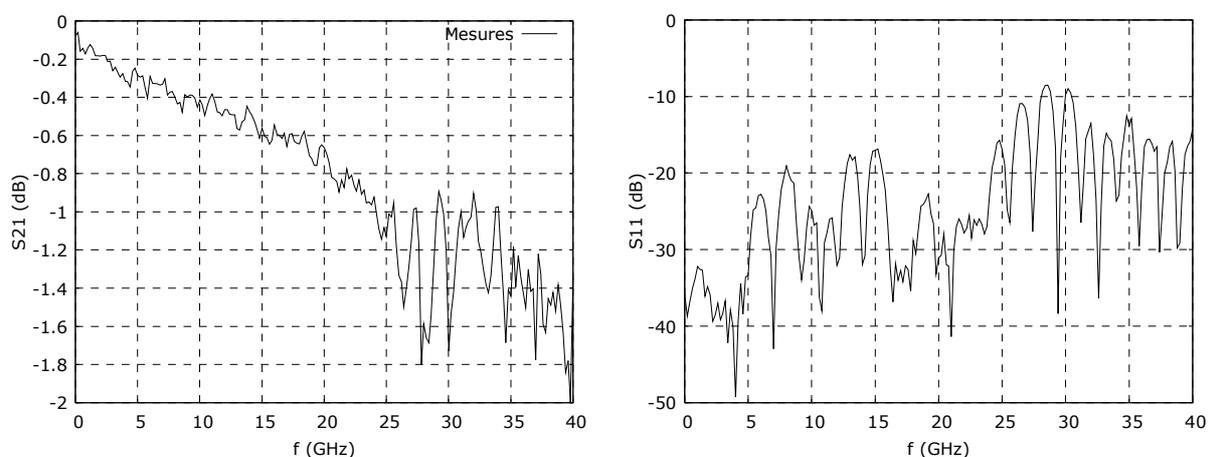


Figure III-27 : Caractérisation d'une ligne droite CBCPW avec une rangée de trous métallisés –
 $w = 300 \mu\text{m}$, $g = 260 \mu\text{m}$, $h = 381 \mu\text{m}$, $d = 1 \text{ mm}$

Les résultats de la simulation électromagnétique de la structure et ceux de sa caractérisation sont confrontés sur la Figure III-28. Jusqu'à 30 GHz, la simulation électromagnétique de la ligne permet d'avoir une première idée assez réaliste des résultats de mesure. Comparées à la mesure, les pertes obtenues par simulation sont plus faibles d'environ 0.2 dB sur toute la bande. La non répétitivité des contacts de mesures, la non prise en compte des rugosités des différents substrats en simulation peuvent être à l'origine de ces écarts.

D'autre part, nous voyons sur les résultats de la simulation électromagnétique de la structure une résonance à 33 GHz, qui n'apparaît pas lors de la caractérisation de la ligne.

Ceci soulève un point important qu'est la définition de la zone d'excitation de la simulation afin d'obtenir des résultats réalistes sur une très large bande de fréquences. Ainsi, des artéfacts numériques peuvent apparaître. D'un point de vue théorique, cette résonance s'explique par l'excitation d'un mode guidé dans le guide rectangulaire formé par les trous métallisés. Ceci est à priori conforme à l'augmentation des pertes au-delà de cette fréquence (cf. Figure III-28). Compte tenu de la polarisation des champs au niveau de la ligne coplanaire, il paraît difficile que ce mode soit directement excité par la ligne. L'excitation doit donc se faire au niveau de la transition entre le connecteur et la ligne. La réalisation pratique, par le fait qu'elle détruit en partie les symétries, semble permettre d'éviter ce phénomène parasite.

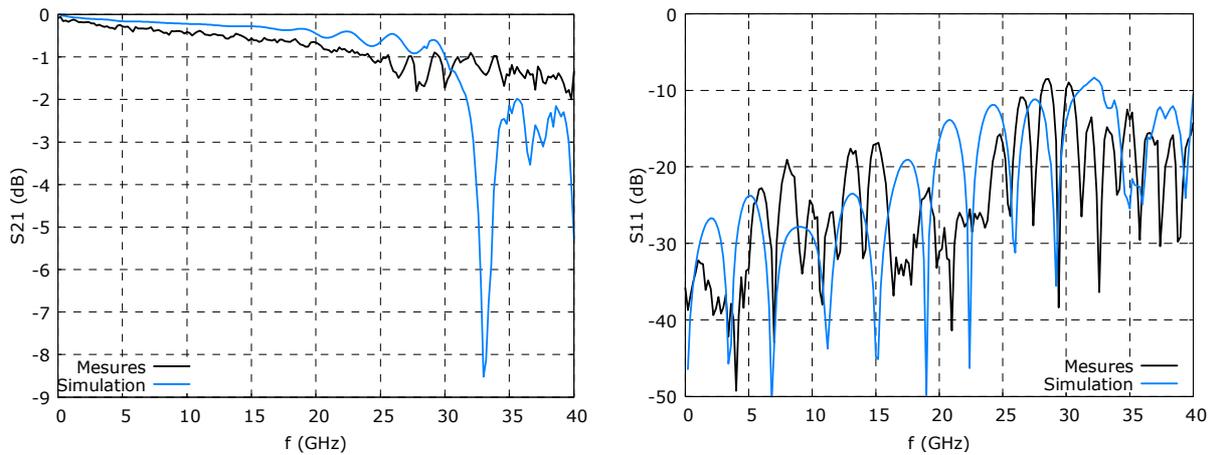


Figure III-28 : Comparaison de la mesure et de la simulation d'une ligne CBCPW jusque 40 GHz – $w = 300 \mu\text{m}$, $g = 260 \mu\text{m}$, $h = 381 \mu\text{m}$, $d = 1 \text{ mm}$

Les résultats de la caractérisation suivante (cf. Figure III-29), permettent de déterminer que le fait de rapprocher le premier trou métallisé plus près de la zone d'excitation n'améliore pas de manière déterminante les performances de la ligne. Comparées au cas précédent, dans lequel le premier trou est distant de 1 mm de la zone d'excitation (cf. Figure III-27), les pertes sont légèrement plus faibles (de l'ordre de 0.1 dB au-delà de 10 GHz).

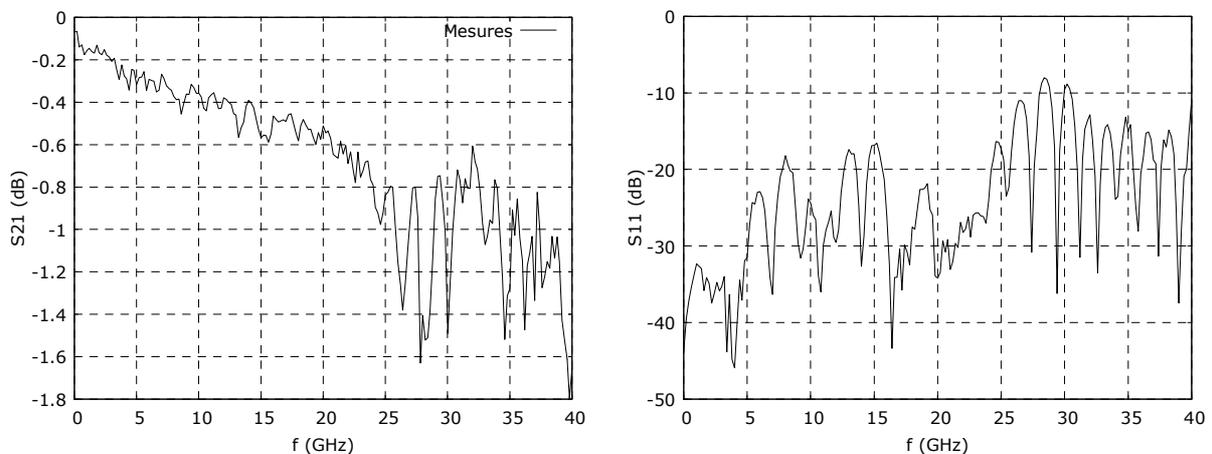


Figure III-29 : Caractérisation d'une ligne droite CBCPW en plaçant le premier trou métallisé à 500 μm de la zone d'excitation – $w = 300 \mu\text{m}$, $g = 260 \mu\text{m}$, $h = 381 \mu\text{m}$, $d = 1 \text{ mm}$

L'étape suivante consiste à ajouter une seconde rangée de trous métallisés décalée par rapport à la première, l'objectif étant de minimiser les risques d'excitation du mode TEM. Cet ajout permet de diminuer légèrement les pertes en transmission (cf. Figure III-30). On gagne ainsi environ 0.1 dB à 20 GHz.

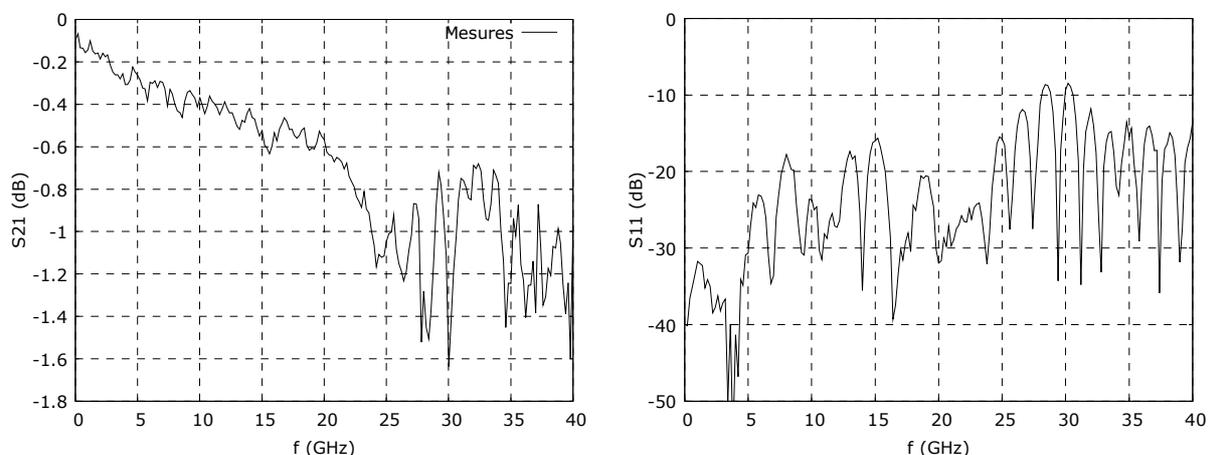


Figure III-30 : Caractérisation d'une ligne droite CBCPW avec deux rangées de trous métallisés en quinconce – $w = 300 \mu\text{m}$, $g = 260 \mu\text{m}$, $h = 381 \mu\text{m}$, $d = 1 \text{ mm}$

III.4.2 Conclusion sur la caractérisation des lignes

S'appuyant sur la maîtrise des différents phénomènes physiques existants dans les lignes planaires, la phase de caractérisation a permis de mettre en avant plusieurs aspects à respecter afin d'assurer des performances en transmission en adéquation avec les performances globales visées.

Tout d'abord, un point important qui a été soulevé concerne l'excitation de la structure. Comme nous l'avons évoqué lors de l'étude théorique des lignes, de nombreux modes parasites peuvent être excités. Nous avons également pu démontrer que le placement des trous métallisés, permettant de réaliser un filtrage du mode TEM propagé dans le substrat, est un point extrêmement sensible. Le choix de la structure se tourne alors vers une double rangée décalée de trous métallisés, en prenant soin de placer le premier trou métallisé relativement proche de la zone d'excitation (cf. Figure III-31).

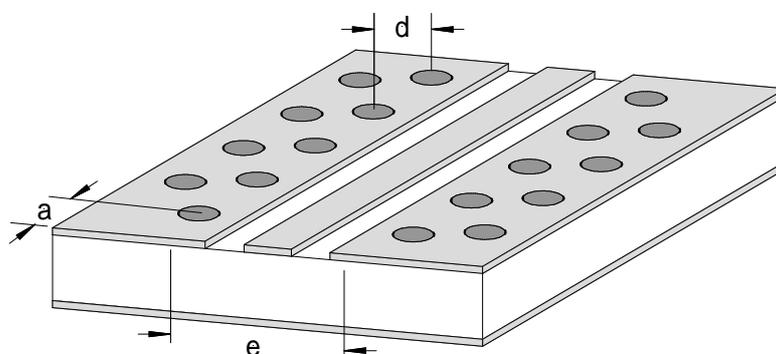


Figure III-31 : Structure CBCPW optimisée

En choisissant la distance a faible ($500 \mu\text{m}$ dans le cas présent), on minimise la possibilité d'excitation du mode, améliorant ainsi les performances de la structure. De plus,

l'espacement e entre deux trous métallisés doit être déterminé de telle sorte que la fréquence de coupure du mode pouvant être excitée dans le guide d'onde ainsi créé le soit en dehors de la bande utile. La structure d'interconnexion alors optimisée doit permettre d'assurer des performances, en terme de pertes et d'adaptation, ne dégradant pas les performances globales du dispositif.

Notre choix s'est tourné vers la structure coplanaire à plan de masse inférieur. Néanmoins, suivant l'application et les contraintes associées, il ne faut pas écarter la possibilité de se tourner vers l'utilisation d'une structure microruban. Son coût de fabrication est moins important car n'exigeant pas l'étape de fabrication supplémentaire du perçage laser dans un substrat céramique. Cependant, les difficultés liées aux report de composants en surface peuvent s'avérer être rédhibitoires quant à son emploi. Pour des cas particuliers de structures nécessitant l'utilisation de lignes coudées, le concepteur se tournera de préférence vers la technologie microruban, permettant d'avoir une plus large bande passante que la technologie coplanaire à plan de masse inférieur.

Il est également envisageable d'utiliser conjointement les différentes technologies, auquel cas la transition entre les différents types de lignes doit être étudiée plus en détail [26], afin de conserver des caractéristiques de propagation proches pour éviter l'apparition de phénomènes perturbateurs.

Les résultats de caractérisation sont présentés pour des structures simples, sans éléments perturbateurs tels que les composants actifs ou passifs. Ces nouvelles structures complexes sont très difficiles à étudier analytiquement et, dans ce cas, le recours à un simulateur électromagnétique est indispensable. Pour utiliser ce type de logiciel de manière efficace il est nécessaire de maîtriser l'ensemble des sources d'excitation. Enfin, la présence d'un boîtier métallique renfermant les structures de propagation en modifie le comportement. Dans le paragraphe suivant nous présentons des problèmes associés à cette mise en boîtier.

III.5 La mise en boîtier des structures de propagation

La mise en boîtier d'une structure de propagation a plusieurs effets. Outre le fait d'avoir une influence sur les lignes de champs des modes de propagation [22], elle apporte une discontinuité supplémentaire, liée à l'ajout d'une transition entre le connecteur hyperfréquence et la ligne de transmission, et dont nous abordons l'étude plus en détail dans le Chapitre IV.

Le boîtier dans lequel est intégré l'ensemble du dispositif (lignes planaires, puces, dispositif de découplage, ...) est assimilé à une cavité résonante (cf. Figure III-32). Considérons une cavité de largeur l , de longueur L et de hauteur h . Lorsqu'elle contient un milieu diélectrique sans pertes, les fréquences de résonance des modes de cavité sont calculées à partir de l'expression (III-8).

$$f_{m,n,p} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \times \sqrt{\left(\frac{m\pi}{l}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (III-8)$$

m , n et p sont des entiers positifs et ϵ_r la permittivité diélectrique de la cavité.

- Un mode TM_{mnp} peut exister dans la cavité lorsque $m \times n \neq 0$, p pouvant être nul.
- Un mode TE_{mnp} peut exister dans la cavité lorsque $(m + n) \times p \neq 0$.

Nous devons donc tenir compte de la possible apparition de ces résonances lors de l'élaboration du boîtier. Bien que pas toujours réaliste, une solution évidente est de dimensionner le boîtier de telle sorte que la fréquence de ces résonances soit rejetée en dehors de la bande utile. Dans un même objectif, on peut également envisager de cloisonner le boîtier. Mais la solution la moins onéreuse consiste à minimiser le nombre de discontinuités lors de la conception du circuit.

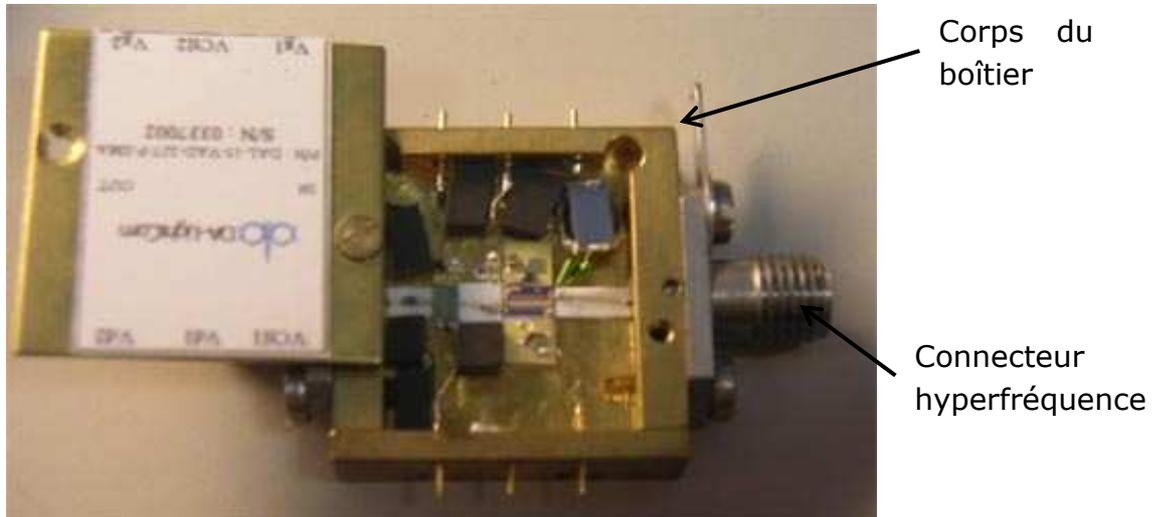


Figure III-32 : Exemple d'un amplificateur double étage mis en boîtier

III.6 Conclusion

Ce troisième chapitre a permis de présenter les différentes lignes planaires reportées classiquement dans les dispositifs hyperfréquences et plus particulièrement les structures utiles pour interconnecter les circuits mis en œuvre pour le développement du « transceiver ». Afin de ne pas dégrader les performances du système et de respecter l'objectif d'un taux d'erreur binaire inférieur à 10^{-12} , des contraintes fortes, en terme de bande passante ou encore de pertes, sont à prendre en compte lors du choix de la technologie d'interconnexion.

Après avoir exposé d'un point de vue général les différents phénomènes physiques de propagation susceptibles d'exister dans une structure générique, nous avons abordé de façon plus détaillée la présentation des lignes microruban, coplanaire et coplanaire à plan de masse inférieur. Les notions de mode de propagation et la détermination des paramètres caractéristiques de ces lignes ont ainsi été mises en évidence.

Suite à cette présentation, la structure générique choisie et répondant au mieux au cahier des charges de notre application est la structure coplanaire à plan de masse inférieur.

Cette structure a alors été caractérisée afin de valider son utilisation pour des dispositifs très large bande. Cette phase a permis de déterminer une structure « optimale » pour laquelle les discontinuités ne dégradent pas les performances du système. Ces lignes interconnectant des dispositifs d'un sous système ne doivent pas être des éléments limitants, sources de perturbations.

Considérant cela, le quatrième chapitre doit nous permettre d'affirmer ce choix de ligne en nous focalisant sur les performances du système. Ainsi, nous quantifierons l'influence de la ligne de propagation, tant du point de vue de l'évolution des différents paramètres du diagramme de l'œil que de celle de la valeur du taux d'erreur binaire.

Références

- [1] F. Bouzidi : Thèse de doctorat de l'Ecole Nationale Supérieure de l'Aéronautique et de l'Espace. *Contribution à l'étude de pertes et transitions en ligne coplanaire*. 1994
- [2] R. A. Pucel et al. : *Losses in microstrip*. IEEE Trans MTT. Vol. 16, pp. 342-350, 1968.
- [3] R. K. Hoffmann : *Handbook of Microwave Integrated Circuits*. Artech House, 1987.
- [4] J. D. Welch and H. J. Pratt : *Losses in microstrip transmission systems for integrated microwave circuits*. NEREM Rec., Vol. 8, pp. 100-101, 1966.
- [5] V. Vassallo : *Théorie des guides d'ondes électromagnétiques*. Editions Eyrolles et CNET-ENST, 1985.
- [6] D. M. Pozar : *Microwave Engineering*. Addison - Wesley, Publishing Company, 1990.
- [7] R. E. Collin : *Foundations for Microwave Engineering*. International Student Edition, 1966.
- [8] H. A. Wheeler : *Transmission line properties of parallel wide strips by conformal mapping approximation*. IEEE MTT, Vol. 12, pp. 280-289, 1964.
- [9] C. Veyres and V.F. Hanna : *Extension of the application of conformal mapping techniques to coplanar lines with finite dimensions*. Int. J. Electron., Vol. 48 , N°1, pp. 47-56, Jan. 1980.
- [10] H. E. Stinehelfer : *An accurate calculation of uniform microstrip transmission lines*. IEEE MTT, Vol. 16, pp. 439-444, 1968.
- [11] E. Yamashita and R. Mittra : *Variational method for the analysis of microstrip lines*. IEEE MTT, Vol. 16, pp. 251-256, 1968.
- [12] S. S. Bedair and I. Wolff : *Fast, accurate and simple approximate analysis formulas for calculating the parameters of supported coplanar waveguides for (M)MIC's*. IEEE Trans MTT. Vol. 40, N°1, pp. 41-48, Jan. 1992.
- [13] W. J. Getsinger : *Microstrip dispersion model*. IEEE MTT, Vol. 21, 1, pp. 34-39, January 1973.
- [14] O. Jain, V. Makios and W. J. Chudobiak : *Coupled mode model of dispersion in microstrip*. Electron. Lett., Vol. 7, pp. 405-407, 1971.
- [15] G. Kompa and R. Mehran : *Planar waveguide model for calculating microstrip components*. Electron. Lett., Vol. 11, pp. 449-460, 1975.
- [16] E. J. Denlinger : *A frequency dependent solution for microstrip transmission lines*. IEEE MTT, Vol. 19, N°1, pp. 30-39, January 1971.
- [17] T. Itoh and R. Mittra : *Spectral domain approach for calculating dispersion characteristics of microstrip lines*. IEEE MTT, Vol. 21, pp. 496-498, 1973.

- [18] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bah and P. Bhartia : *Microstrip Lines and Slotlines – Second Edition*. Artech House, 1996.
- [19] M. Kirschning and R. H. Jansen : *Accurate model for effective dielectric constant of microstrip with validity up to millimetre-wave frequencies*. Electron. Lett., Vol. 18, N°6, pp. 272-273, March 1982.
- [20] M. Kobayashi : *A dispersion formula satisfying recent requirements in microstrip*. CAD. IEEE MTT, Vol. 36, pp. 1246-1250, August 1988.
- [21] C. P. Wen : *Coplanar waveguide : A Surface Strip Transmission line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications*. IEEE MTT-17, n°12, pp. 1087-1090, December 1969.
- [22] R. N. Simons : *Coplanar Waveguide Circuits, Components, And systems*. Wiley Interscience, 2001.
- [23] M. Riazat, BR. Majidi-Ahy and I.-J. Feng: *Propagation modes and dispersion characteristics of coplanar waveguides*. IEEE Trans. MTT, Vol. 38, N°3, pp. 245-251, March 1990.
- [24] W. H. Haydl : *On the Use of Vias in Conductor-Backed Coplanar Waveguides*. IEEE Trans MTT, Vol. 50, n°6, pp. 1571-11577, 2002.
- [25] K. Beilenhoff and W. Heinrich : *Excitation of the parasitic parallel-plate line mode at coplanar discontinuities*. IEEE Int. Microwave Symposium Digest, Vol.3, pp. 1789 – 1792, 1997.
- [26] J. S. Izadian and S. M. Izadian : *Microwave Transition Design*. Artech House, 1988.

CHAPITRE IV :
INFLUENCE DE LA TECHNOLOGIE
D'INTEGRATION ET
D'INTERCONNEXION SUR LES
PERFORMANCES DU SYSTEME

IV INFLUENCE DE LA TECHNOLOGIE D'INTEGRATION ET D'INTERCONNEXION SUR LES PERFORMANCES DU SYSTEME

IV.1 Introduction

L'analyse présentée dans le chapitre précédent a permis de sélectionner la ligne coplanaire à plan de masse inférieur pour l'intégration d'un système complet. Cette orientation a été prise afin de répondre au mieux aux contraintes des applications de télécommunications développées. Comme nous l'avons vu, des phénomènes physiques entraînant une dégradation des performances du système peuvent apparaître. Concrètement, ceci se traduit par la dégradation des paramètres du diagramme de l'œil en sortie du système. La grandeur de référence permettant de contrôler les performances d'un système de transmission numérique, le taux d'erreur binaire, risque alors de ne plus respecter les objectifs définis au Chapitre I.

En prélude au montage de circuits complexes, il est intéressant de s'attarder sur les transitions entre les différentes filières technologiques communes aux montages hyperfréquences. Ces transitions sont susceptibles de dégrader les performances de ces circuits. Dès lors, en se basant sur des résultats de simulation des performances et des résultats de caractérisation de diverses structures, ce chapitre a pour but de voir l'impact de ces phénomènes sur les paramètres du diagramme de l'œil et sur le taux d'erreur binaire.

Finalement une structure complète intégrant les différentes transitions rencontrées au sein d'un module est étudiée et nous évaluons son potentiel d'utilisation pour des applications à 12.5 Gbit/s NRZ, 10.709 Gbit/s RZ voire 40 Gbit/s NRZ.

IV.2 La méthodologie d'analyse employée

Dans une grande majorité des cas, les structures sélectionnées sont implantées dans des boîtiers hermétiques, en laiton ou en aluminium par exemple. Si l'énergie diffractée au niveau des discontinuités est suffisante, alors il peut y avoir excitation d'un mode de boîtier. Celui-ci peut être à l'origine d'une dégradation des performances du dispositif voire d'un dysfonctionnement de l'ensemble. La méthodologie d'analyse employée dans ce chapitre doit permettre de rendre compte de ces problèmes en se basant sur des résultats de simulation électromagnétique et de caractérisation de différentes structures.

IV.2.1 Nécessité d'un recours à la simulation numérique

Du fait de la complexité des structures développées, de la miniaturisation et de la recherche de performances accrues, les outils de simulation numérique s'avèrent être un complément indispensable à la théorie et à l'expérience dans la conception des circuits complexes. L'aspect théorique évoqué au chapitre précédent permet d'avoir une approche physique suffisamment fine pour comprendre les phénomènes observés lors des simulations électromagnétiques. Les résultats ainsi acquis permettent d'avoir une bonne idée du comportement du dispositif dans le but d'optimiser la structure avant de passer à l'étape de réalisation d'un prototype.

Différents types d'outils de simulation numérique sont disponibles, chacun correspondant à des besoins et des attentes bien distincts de la part de l'utilisateur. Pour des applications particulières visant à la conception de modules hyperfréquences, ces simulateurs peuvent être séparés en deux principales catégories : les simulateurs électromagnétiques et les simulateurs circuits.

Les simulateurs électromagnétiques comportent deux grandes familles : les logiciels 2D 1/2 (*MOMENTUM* [1], ...) et les logiciels 3D (*SONNET* [2], *HFSS* [3], ...). Les premiers sont bien adaptés à l'analyse de structures planaires, dans lesquelles les conducteurs sont définis suivant des plans horizontaux et / ou verticaux. Dans notre cas, nous avons choisi d'utiliser un logiciel 3D, permettant de simuler des structures complexes et de prendre en compte la présence de composants montés en surface, de fils de liaisons, *etc.*

En ce qui concerne les simulateurs circuits, il en existe de nombreux sur le marché. Deux des logiciels les plus couramment utilisés sont *ADS*, développé par la société *Agilent* [1] et *Microwave Office*, développé par *AWR* [4]. Ces logiciels permettent d'effectuer des analyses linéaires (conception de circuits passifs) et / ou non linéaires (conception d'amplificateurs, d'oscillateurs, ...). Généralement ce type de simulateur contient une banque de composants paramétrables conséquente, composants aussi bien actifs que passifs, et la simulation d'un circuit complet est réalisée en cascade de différentes briques de base. Un des principaux avantages de ces simulateurs est la rapidité des analyses, ce qui permet d'optimiser rapidement les circuits en modifiant les paramètres des composants.

Par contre, comme nous l'avons évoqué précédemment, pour des applications nécessitant la prise en compte d'effets de propagation plus complexes (couplage entre les lignes, effets de mise en boîtier ou de rayonnement, apparition de modes parasites en présence d'une discontinuité, ...), ces simulateurs circuits sont inopérants. En effet, lors de la conception de circuits d'interconnexion pour des dispositifs nécessitant une très large bande passante, les aspects de propagation et de diffraction du signal sont des points essentiels. Même si, dans certains cas particuliers, des modèles de discontinuités ont été développés, de manière générale, les simulations circuits ne permettent pas de tenir compte des paramètres de propagation notamment lorsque ces discontinuités sont proches (couplage entre modes).

La solution retenue pour notre étude consiste donc à simuler électromagnétiquement la structure considérée afin d'en tirer les paramètres S associés. Ces derniers sont exploités comme données au cours d'une simulation orientée système. Suivant les résultats, la structure est ensuite optimisée afin de remplir au mieux les exigences définies au Chapitre I en termes de taux d'erreur binaire.

IV.2.2 Le principe d'analyse de la structure

L'impact des caractéristiques de la ligne de transmission ou de la structure d'interconnexion sur les performances globales du système est donné de façon qualitative, en se basant sur les différents paramètres du diagramme de l'œil, et de façon quantitative à travers le taux d'erreur binaire.

Aussi, pour notre étude, un diagramme de l'œil correspondant à une trame de données PRBS est généré et transite virtuellement dans la structure sous test par le biais des paramètres S simulés préalablement. Un diagramme de l'œil et ses paramètres simulés en sortie de la structure considérée sont alors obtenus (cf. Figure IV-1).

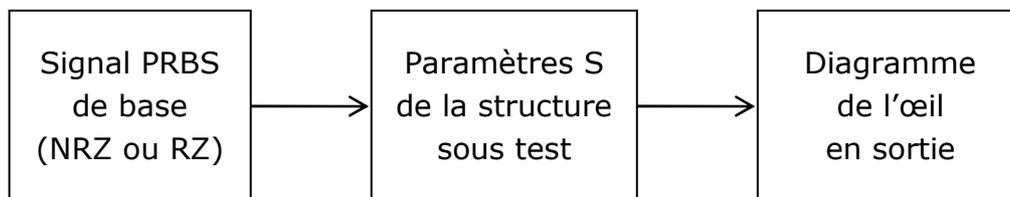


Figure IV-1 : Principe de la simulation orientée système

Le taux d'erreur binaire est ensuite estimé à partir des différents paramètres du diagramme de l'œil (cf. Figure IV-2).

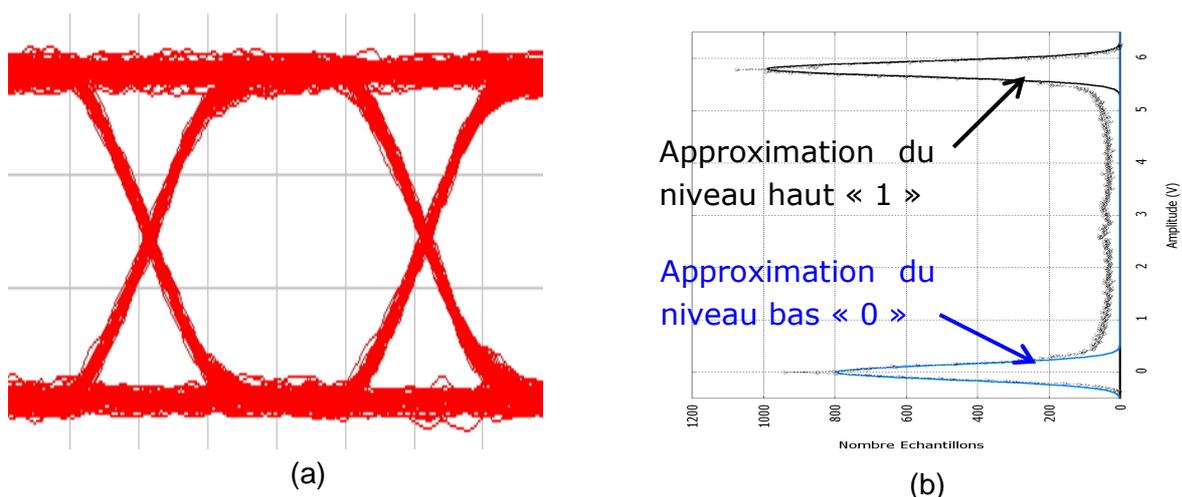


Figure IV-2 : Principe utilisé pour la détermination du BER –
(a) diagramme de l'œil, (b) approximation par des gaussiennes

En effet, une représentation du nombre de points associés à une tension donnée dans le diagramme de l'œil permet d'obtenir une « répartition » des niveaux haut et bas du signal (cf. Figure IV-2 (b)). Le taux d'erreur binaire est alors déduit de cette représentation en réalisant

un ajustement des niveaux haut et bas par deux gaussiennes. Les paramètres de ces gaussiennes sont exploités pour déduire le BER (cf. I.6.2). La structure sous test est alors évaluée selon des critères « système ».

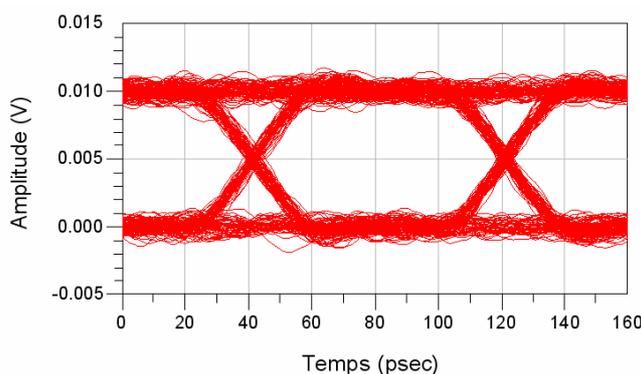
La longueur des trames de données employées pour l'analyse est de 2^7-1 bits. Des débits de 12.5 Gbit/s NRZ et 10.709 Gbit/s RZ sont retenus pour effectuer les tests et les analyses des diagrammes de l'oeil. Cependant, à notre connaissance, l'analyse du taux d'erreur à partir du diagramme de l'oeil n'est pas analytiquement réalisable dans le cas du format RZ. Sachant que la densité spectrale d'énergie du signal RZ (avec $\theta = 0.5$) est une dilatation fréquentielle d'un facteur 2 de celle d'un signal NRZ pour la même fréquence d'horloge, nous avons fait le choix d'analyser le taux d'erreur binaire sur un diagramme de l'oeil 21.418 Gbit/s NRZ en vue de valider ou non les structures pour des applications à 10.709 Gbit/s RZ.

Simultanément nous nous attachons à déterminer un schéma électrique équivalent de la structure retenue en vue de l'intégrer dans un simulateur circuit.

IV.2.3 Les configurations de tests à retenir

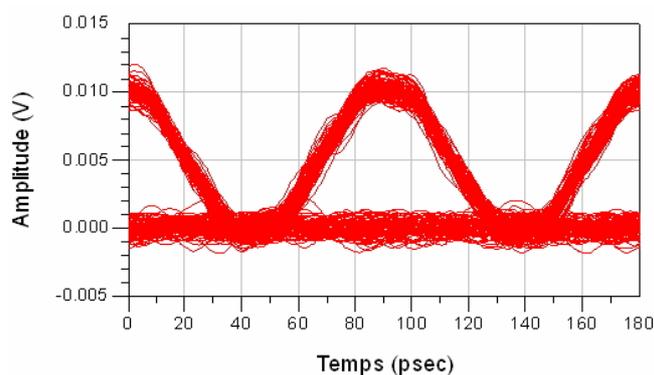
Chaque structure ou discontinuité considérée par la suite peut être intégrée à différents niveaux du système. Une ligne de transmission peut, par exemple, se situer au niveau de la sortie des multiplexeurs, entre deux étages d'amplification ou encore en sortie d'un amplificateur trans-impédance, *etc.* Pour ces raisons, nous sommes amenés à employer dans notre protocole d'analyse des diagrammes de l'œil plus ou moins bruités en entrée de la structure.

Les diagrammes de l'œil présentés Figure IV-3, Figure IV-4 et Figure IV-5 représentent les signaux typiques, pour les différents formats considérés, en sortie d'un amplificateur trans-impédance pour un signal optique d'entrée d'une puissance de - 18 dBm.



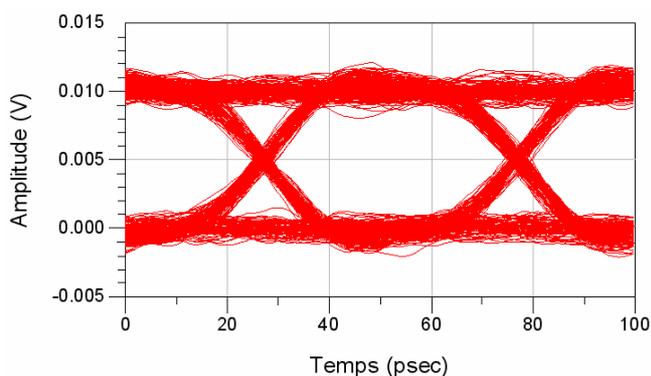
Débit (Gbit/s)	12.5
Gigue pp (ps)	7.3
Point de croisement	50 %
Temps de montée (ps)	23
Temps de descente (ps)	23
Hauteur de l'œil (mV)	8
Largeur de l'œil (ps)	78
Amplitude de l'œil (mV)	12

Figure IV-3 : Diagramme de l'œil et caractéristiques associées à un signal 12.5 Gbit/s format NRZ à la réception



Débit (Gbit/s)	10.709
Gigue pp (ps)	114
Duty Cycle	50 %
Temps de montée (ps)	18.5
Temps de descente (ps)	19
Hauteur de l'œil (mV)	6
Largeur de l'œil (ps)	46
Amplitude de l'œil (mV)	13

Figure IV-4 : Diagramme de l'œil et caractéristiques associées à un signal 10.709 Gbit/s format RZ à la réception

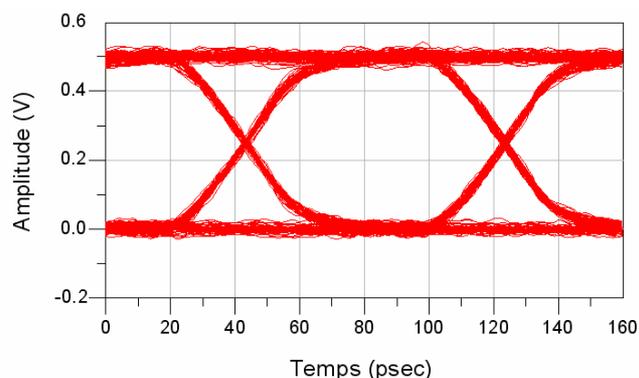


Débit (Gbit/s)	21.4
Gigue pp (ps)	5.3
Duty Cycle	50 %
Temps de montée (ps)	14.5
Temps de descente (ps)	14
Hauteur de l'œil (mV)	8
Largeur de l'œil (ps)	48
Amplitude de l'œil (mV)	12

Figure IV-5 : Diagramme de l'œil et caractéristiques associées à un signal 21.4 Gbit/s format NRZ à la réception

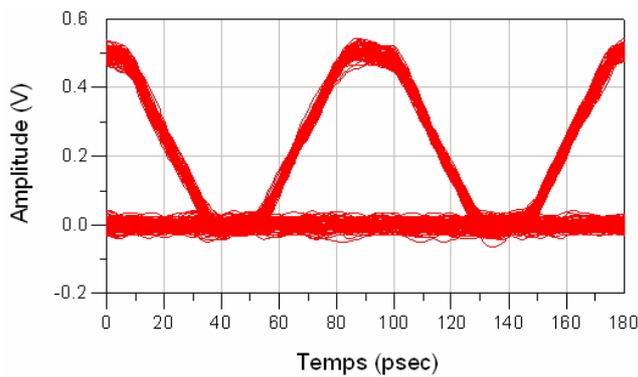
Du fait de la faible amplitude du signal, cette condition d'entrée de la structure sous test est la plus contraignante pour respecter les spécifications d'un taux d'erreur binaire de 10^{-12} aussi bien pour les signaux NRZ que pour les signaux RZ. Les estimations tirées de l'analyse du diagramme de l'œil donnent respectivement des taux d'erreurs de 4.9×10^{-24} et de 8.8×10^{-19} pour les débits 12.5 Gbit/s et 21.4 Gbit/s NRZ.

La seconde condition est celle d'un signal en entrée du module d'émission, et plus particulièrement en sortie des multiplexeurs (cf. Figure IV-6, Figure IV-7 et Figure IV-8).



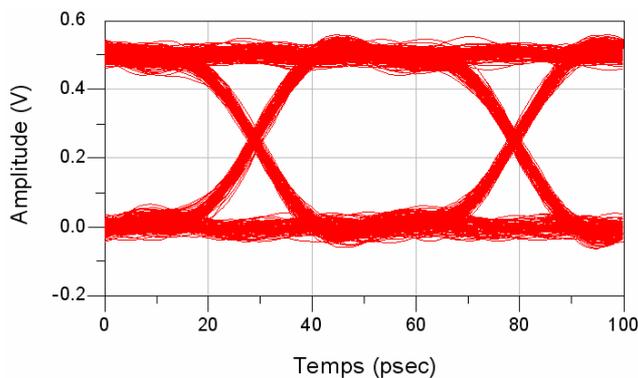
Débit (Gbit/s)	12.5
Gigue pp (ps)	5
Point de croisement	50 %
Temps de montée (ps)	24
Temps de descente (ps)	22.8
Hauteur de l'œil (mV)	440
Largeur de l'œil (ps)	80
Amplitude de l'œil (mV)	490

Figure IV-6 : Diagramme de l'œil et caractéristiques associées à un signal 12.5 Gbit/s format NRZ issu d'un multiplexeur



Débit (Gbit/s)	10.709
Gigue pp (ps)	4.8
Duty Cycle	50 %
Temps de montée (ps)	19.8
Temps de descente (ps)	19.1
Hauteur de l'œil (mV)	450
Largeur de l'œil (ps)	44.6
Amplitude de l'œil (mV)	560

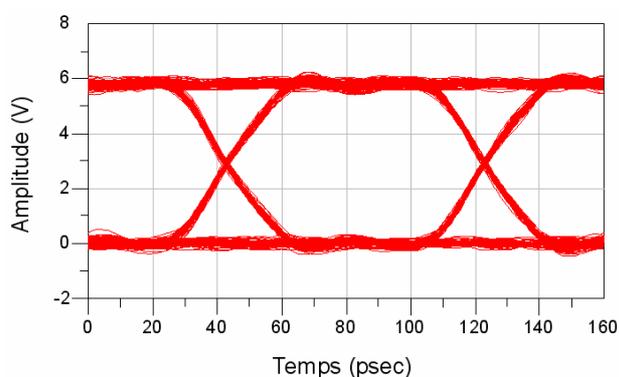
Figure IV-7 : Diagramme de l'œil et caractéristiques associées à un signal 10.709 Gbit/s format RZ issu d'un multiplexeur



Débit (Gbit/s)	21.4
Gigue pp (ps)	3.8
Point de croisement	50 %
Temps de montée (ps)	14
Temps de descente (ps)	13
Hauteur de l'œil (mV)	410
Largeur de l'œil (ps)	49
Amplitude de l'œil (mV)	565

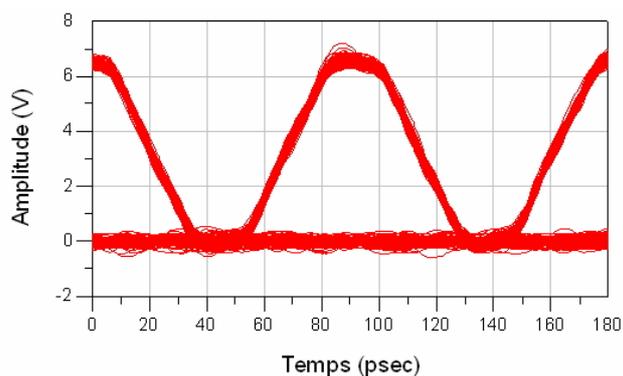
Figure IV-8 : Diagramme de l'œil et caractéristiques associées à un signal 21.4 Gbit/s format NRZ issu d'un multiplexeur

Enfin, la dernière condition de test est la moins restrictive pour les structures passives puisqu'elle se situe au niveau de la sortie de l'amplificateur de puissance. Généralement, c'est à ce niveau que le rapport signal à bruit est optimal (cf. Figure IV-9, Figure IV-10 et Figure IV-11). Comme pour le cas précédent, à la sortie des multiplexeurs, l'estimation du taux d'erreur binaire donne une valeur très faible (inférieur à 10^{-50}), que l'on considère comme nulle.



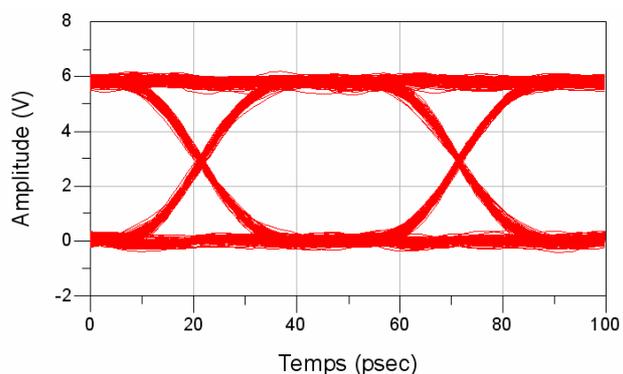
Débit (Gbit/s)	12.5
Gigue pp (ps)	4.5
Point de croisement	50 %
Temps de montée (ps)	25
Temps de descente (ps)	23
Hauteur de l'œil (V)	4.9
Largeur de l'œil (ps)	80
Amplitude de l'œil (V)	6.5

Figure IV-9 : Diagramme de l'œil et caractéristiques associées à un signal 12.5 Gbit/s format NRZ issu d'un amplificateur forte puissance



Débit (Gbit/s)	10.709
Gigue pp (ps)	4
Duty Cycle	50 %
Temps de montée (ps)	19.5
Temps de descente (ps)	19.3
Hauteur de l'œil (V)	5.8
Largeur de l'œil (ps)	46.7
Amplitude de l'œil (V)	7.2

Figure IV-10 : Diagramme de l'œil et caractéristiques associées à un signal 10.709 Gbit/s format RZ issu d'un amplificateur forte puissance



Débit (Gbit/s)	21.4
Gigue pp (ps)	3.5
Point de croisement	50 %
Temps de montée (ps)	16.3
Temps de descente (ps)	15.3
Hauteur de l'œil (V)	5.1
Largeur de l'œil (ps)	49
Amplitude de l'œil (V)	6.3

Figure IV-11 : Diagramme de l'œil et caractéristiques associées à un signal 21.4 Gbit/s format NRZ issu d'un amplificateur forte puissance

Dans la suite de notre étude, nous statuons sur le taux d'erreur binaire déterminé à partir du diagramme de l'œil « électrique ». D'un point de vue système, cette analyse est fondée à la réception. Le signal utilisé pour tester nos structures est en effet déduit d'une mesure réalisée en sortie d'une chaîne optique réelle, et c'est alors le signal issu de ces architectures qui est directement connecté aux circuits de décision.

Par contre, les diagrammes de l'œil obtenus à l'émission sont destinés à être employés en entrée de la chaîne optique et, par conséquent, la validation ne peut se faire qu'à la fin de cette chaîne, autrement dit à la réception. En toute rigueur nos simulations doivent donc servir de données d'entrée à une simulation « système optique ». Cependant, les résultats électriques déterminés dans notre étude pour l'émission nous servent de base d'analyse pour la validation de la structure. Par ailleurs, le signal utilisé à la réception étant celui présentant le plus faible rapport signal sur bruit, une architecture répondant à nos exigences pour ce type de signal est également validée pour les deux autres configurations de test (sortie de multiplexeur et sortie d'amplificateur forte puissance).

IV.3 Influence de la transition entre le connecteur hyperfréquence et la ligne de transmission sur les performances du système

Avant d'aborder en détail l'étude de la transition entre le connecteur et la ligne de propagation, il est important de préciser que les effets de la nature dispersive des lignes planaires considérées sur les performances du système sont négligeables pour les applications visées, nécessitant au maximum 40 GHz de bande passante. *A contrario* des phénomènes tels que l'apparition de modes parasites ou de résonances de boîtier doivent être pris en compte.

D'autre part, afin de bien se rendre compte de l'influence de la transition, les premiers résultats présentés ci après sont ceux d'une structure de propagation de type CBCPW excitée de manière idéale et ne présentant aucune discontinuité (cf. Figure IV-12). Le vecteur d'excitation du mode fondamental de la structure simulée est défini entre un des plans de masse latéraux et le ruban central de la ligne, de telle sorte que seul le mode fondamental coplanaire est excité. Afin de rester en accord avec les différentes structures caractérisées, le boîtier a des dimensions de 16 mm × 16 mm × 3 mm ($L \times l \times h$). La première fréquence de résonance est susceptible d'apparaître à 13.26 GHz (cf. expression III-8), correspondant à l'excitation du mode de cavité TE_{110} [5].

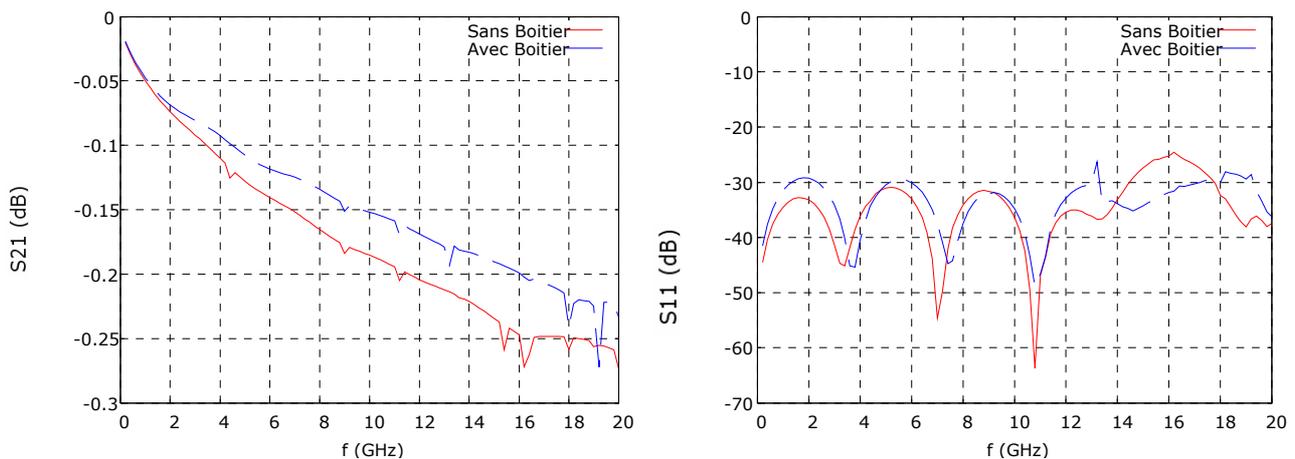


Figure IV-12 : Comparaison des résultats de la simulation des performances d'une ligne CBCPW, avec et sans la prise en compte du boîtier

Ce test préliminaire démontre que lorsque ces structures sont excitées idéalement, aucun mode parasite, ni aucun mode de boîtier, n'apparaît dans la bande de fréquence considérée. On remarque toutefois des résonances de très faibles amplitudes sur les résultats de simulation, avec ou sans boîtier. Celles-ci sont visibles sur tous les résultats de simulation utilisant des ports d'excitation « idéaux ». Dès lors qu'on utilise des connecteurs, ces résonances n'apparaissent plus sur les résultats de simulation. L'hypothèse envisagée pour expliquer ces phénomènes est que, dans le cas « idéal », le vecteur d'excitation de la structure, défini pour exciter le mode coplanaire, excite également des modes parasites entre les deux plaques ce qui conduit aux résonances observées. Le positionnement en fréquence de ces résonances dépend directement de la taille de la structure simulée. Dans le cas où cette

dernière est excitée à partir d'un connecteur de type SMA, ces résonances parasites disparaissent. Il s'agit donc bien, à notre avis, d'un artefact de simulation.

Les résultats de la Figure IV-12 ne prennent pas en compte l'intégration des voies d'accès à la structure guidante. C'est pourquoi il convient d'intégrer des connecteurs au boîtier, de réaliser l'interconnexion de ceux-ci à la ligne et d'évaluer les performances de cette nouvelle structure.

IV.3.1 Simulation électromagnétique des performances de la transition

L'usage de connecteurs coaxiaux, spécialement développés pour les applications hyperfréquences, permet de réaliser le lien entre les différents modules. L'impédance caractéristique de ces connecteurs est de 50Ω sur une large bande passante et leurs pertes d'insertion sont généralement faibles (de l'ordre de 0.3 dB à 18 GHz pour un connecteur SMA par exemple). Le choix du connecteur s'effectue suivant divers critères tels que la bande passante utile, l'encombrement, l'herméticité ou encore le coût. Pour des applications 10 Gbit/s (NRZ ou RZ), il est courant d'intégrer des connecteurs de type SMA avec une bande passante de 18 ou de 26.5 GHz. Concernant les applications 40 Gbit/s NRZ les connecteurs de type K ou GPO sont les plus couramment employés.

L'objectif de l'ensemble constitué par le connecteur hyperfréquence, la transition et la ligne de transmission, est, sur toute la bande passante utile de l'application, de minimiser les pertes d'insertion et de ne pas créer de discontinuités susceptibles d'exciter des modes parasites et / ou des modes de boîtier. Pour cela, il est nécessaire d'optimiser la conversion des modes de propagation entre la partie coaxiale du connecteur et la ligne.

Afin d'avoir une ligne d'impédance caractéristique égale à 50Ω , la largeur du ruban central de la ligne CBCPW est de $300 \mu\text{m}$ et celle des fentes est de $260 \mu\text{m}$. Le substrat est de l'alumine de permittivité diélectrique égale à 9.9. Les trous métallisés sont espacés de 1 mm de centre à centre (cf. § III.3.3). Pour chacune de ces lignes on définit une métallisation constituée d'or de $3 \mu\text{m}$ d'épaisseur (cf. Figure IV-13).

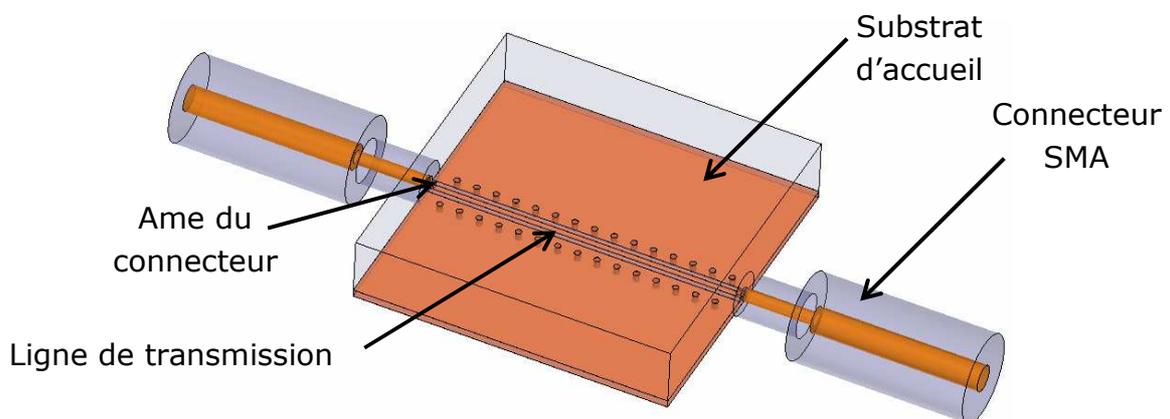


Figure IV-13 : Exemple de dessin permettant de simuler les performances de la transition entre un connecteur SMA et une ligne coplanaire à plan de masse inférieur

Pour assurer un bon contact entre l'âme du connecteur et la ligne de transmission, il est usuel d'ajouter de la colle conductrice que l'on polymérise en chauffant la structure (cf.

Figure IV-14). En ce qui concerne la simulation électromagnétique, cette colle est modélisée par un cube conducteur. Une autre technique courante consiste à braser l'âme sur la ligne de transmission.

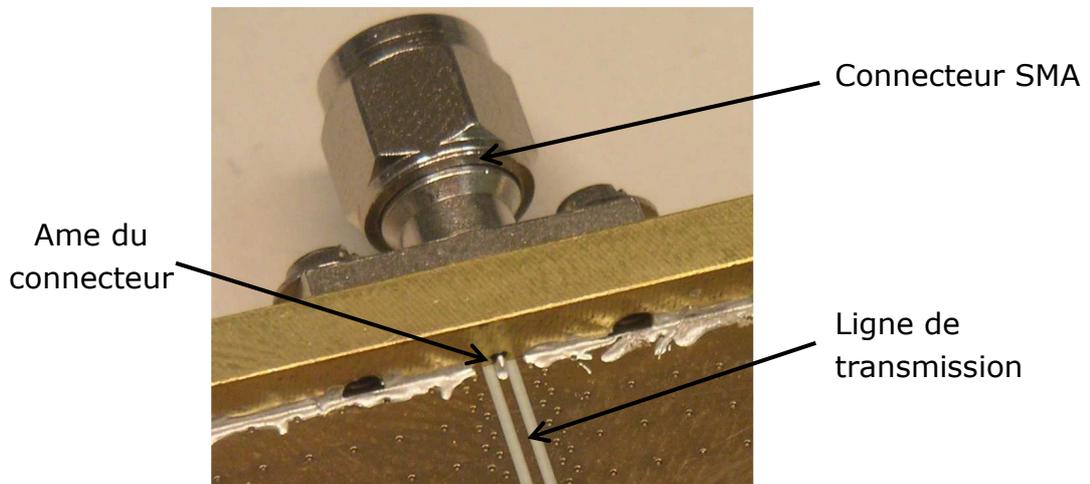


Figure IV-14 : Exemple de réalisation d'une transition connecteur SMA – ligne CBCPW avec de la colle conductrice

Deux cas de figures sont distingués : lorsque la structure simulée est considérée comme en espace libre, c'est-à-dire sans boîtier, et lorsque, au contraire, elle est considérée comme placée dans un boîtier. La Figure IV-15 donne une comparaison des résultats de simulation des performances des structures dans ces deux cas.

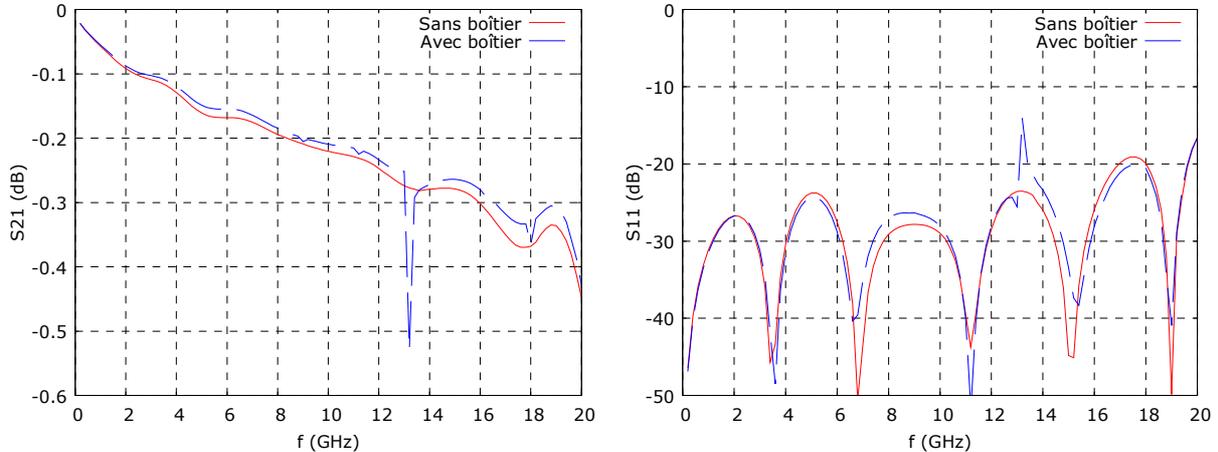


Figure IV-15 : Comparaison des résultats de la simulation des performances de la transition connecteur SMA – ligne CBCPW, avec et sans la prise en compte du boîtier

La conséquence de la prise en compte du boîtier est l'excitation du premier mode de boîtier, le mode TE_{110} , à 13.2 GHz. L'apparition de ces résonances provient de la diffraction d'une partie de l'énergie au niveau de la transition. Cette énergie est suffisamment importante pour entraîner une résonance du boîtier. Ceci se traduit par des pertes en transmission (S_{21}) et une désadaptation (S_{11} et S_{22}). Il y a une bonne concordance avec la fréquence de résonance théorique de la cavité (13.26 GHz). La résonance observée a une amplitude relativement faible (de l'ordre de 0.25 dB).

Afin de valider les résultats obtenus par la simulation électromagnétique, diverses structures ont été gravées et caractérisées. Pour des raisons pratiques, la caractérisation des lignes est accomplie en espace libre. La comparaison des résultats de la simulation et de la caractérisation de la structure est présentée sur la Figure IV-16.

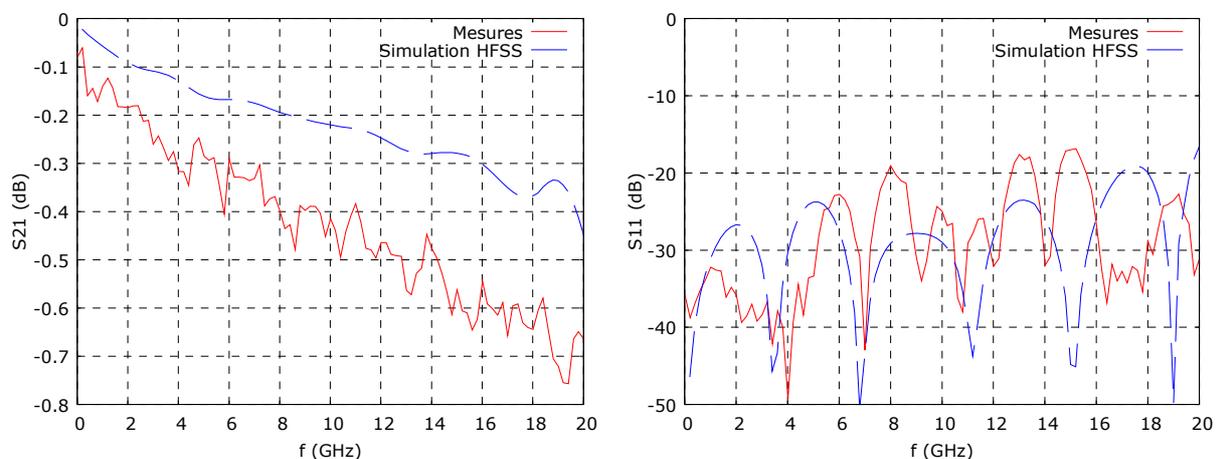


Figure IV-16: Comparaison des résultats de la caractérisation et de la simulation électromagnétique de la ligne CBCPW considérée, jusque 20 GHz

Les résultats de la caractérisation montrent des pertes plus importantes que celles obtenues par la simulation (environ 0.3 dB à 20 GHz). Les hypothèses envisagées pour expliquer cette différence sont une sous estimation des pertes intrinsèques à la ligne de propagation ainsi que des pertes liées à la transition en elle-même. Il est intéressant de noter que ce type de transition n'est pas disponible dans les bibliothèques de base des simulateurs circuit. Aussi, les résultats de caractérisations et de simulations électromagnétiques doivent permettre de déterminer un modèle électrique simple en vue d'effectuer des simulations plus rapides (de type circuit) afin d'optimiser la qualité de la transition.

IV.3.2 Détermination du schéma électrique équivalent de la transition

En se basant sur les résultats de la caractérisation de la structure, nous proposons un schéma électrique équivalent associé à la transition entre le connecteur hyperfréquence et la ligne de transmission (cf. Figure IV-17).

Les éléments introduits dans le schéma électrique équivalent sont une inductance série équivalente (L_d) représentant l'effet inductif de l'âme du connecteur et dont la valeur est liée à la longueur de l'âme, une résistance série (R_s) prenant en compte les pertes intrinsèques du connecteur et une capacité équivalente (C_p) simulant l'effet capacitif entre l'âme du connecteur et le plan de masse de la ligne de transmission. Une résistance équivalente (R_r) permet de prendre en compte différents phénomènes tels que les pertes liées à l'utilisation de la colle conductrice ou de la brasure pour assurer la liaison entre le connecteur et la ligne, le changement de milieu de propagation, la résistance du contact entre le connecteur et la ligne ou encore les éventuelles pertes par rayonnement.

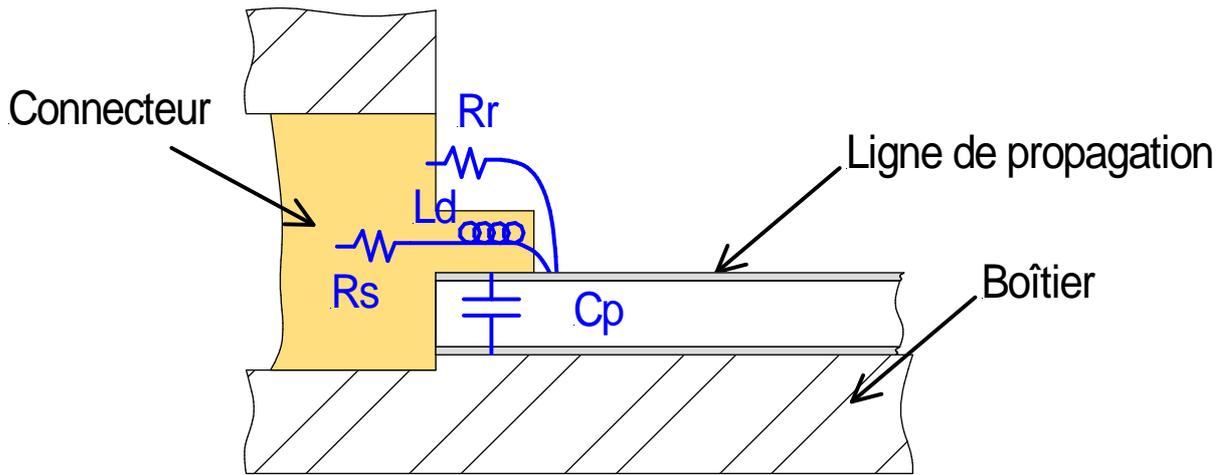


Figure IV-17 : Eléments du schéma électrique équivalent de la transition entre le connecteur hyperfréquence et la ligne de propagation

En première approximation, la valeur de l'inductance L_d est déterminée à partir de l'expression (IV-1) de l'inductance d'un fil rond, droit et en espace libre :

$$L_d = \frac{\mu_0 L}{2\pi} \left[\ln \left(\frac{L}{r} + \sqrt{1 + \frac{L^2}{r^2}} \right) - \sqrt{1 + \frac{r^2}{L^2}} + \frac{r}{L} + \frac{\mu_r}{4} \right] \quad (IV-1)$$

Avec L la longueur du « fil » (300 μm typiquement dans notre cas) et r son rayon (150 μm dans le cas d'un connecteur SMA), μ_r la perméabilité relative (1 pour l'air) et μ_0 une constante égale à $4\pi \times 10^{-7}$ H/m. Nous obtenons ainsi une valeur L_d de 64 pH.

La résistance série R_s , permettant de prendre en compte les pertes série intrinsèque au connecteur, est prise égale à 0.5 Ω . Enfin, les valeurs de la résistance R_r , englobant les différentes pertes, et de la capacité C_p , sont ajustées afin d'avoir un modèle le plus réaliste possible. Le schéma électrique équivalent ainsi obtenu est présenté Figure IV-18.

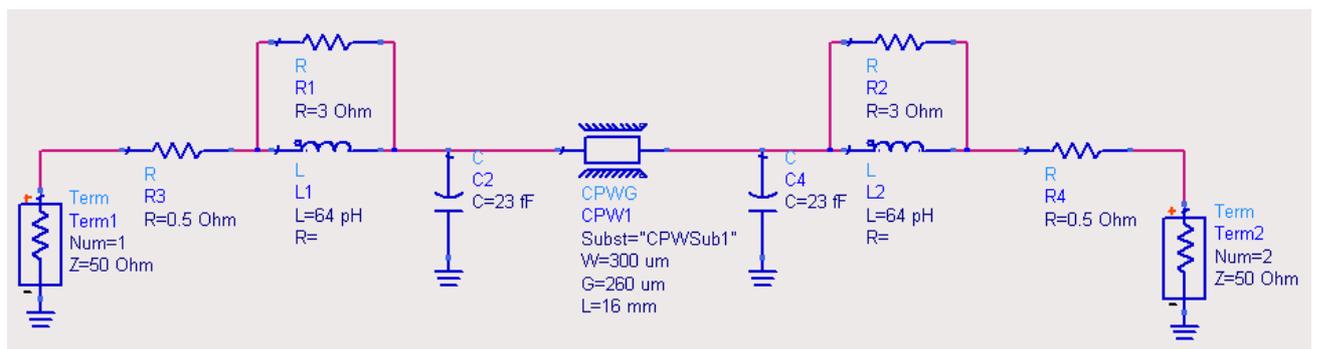


Figure IV-18 : Schéma électrique équivalent de la transition connecteur – ligne

Les valeurs des différents composants du schéma électrique équivalent de la transition entre le connecteur et la ligne de propagation sont synthétisées dans le Tableau IV-1.

Composant	Valeur
Rs	0.5 Ω
Rr	3 Ω
Ld	64 pH
Cp	23 fF

Tableau IV-1 : Valeurs des différents composants utilisés dans le schéma électrique équivalent de la transition connecteur – ligne de propagation

Concernant le modèle de ligne coplanaire à plan de masse inférieur utilisé, il ne permet pas de définir la présence de trous métallisés. Les plans de masse latéraux du modèle sont considérés comme infinis suivant l'axe Oy afin de s'affranchir de l'excitation des modes de substrat lors de la simulation. En pratique, ce sont les trous métallisés qui permettent d'éviter la propagation des modes de substrat. La Figure IV-19 compare les résultats de la caractérisation et ceux de la simulation prenant en compte les éléments parasites précédemment déterminés.

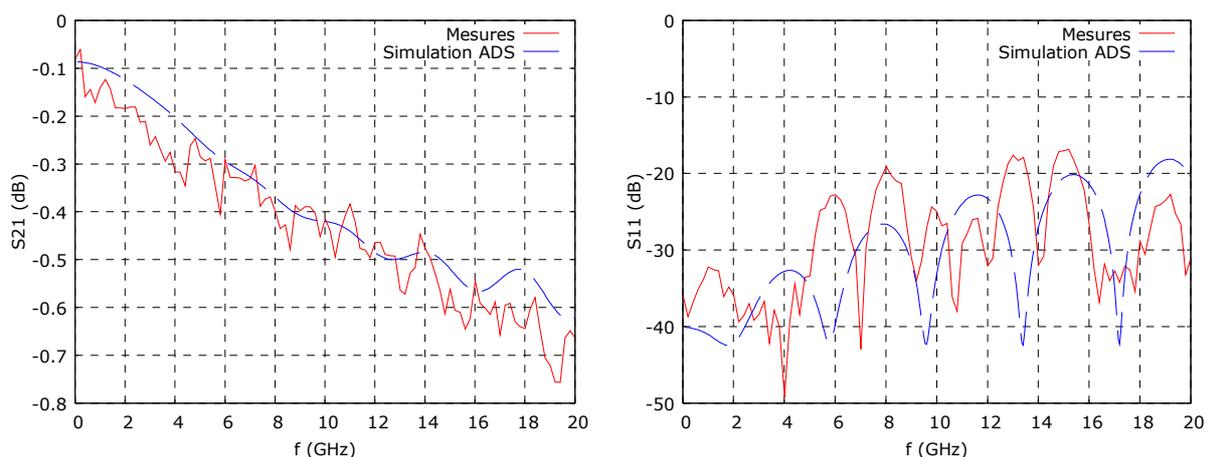


Figure IV-19 : Comparaison des résultats de la caractérisation de la ligne avec le dispositif de test et la simulation prenant en compte les éléments parasites de la transition connecteur – ligne CBCPW

Les résultats obtenus par la simulation sont cohérents avec les résultats de la caractérisation pour les valeurs données dans le Tableau IV-1. Le modèle développé peut donc être utilisé dans le cas de la transition entre le connecteur et une ligne CBCPW, et ce jusque 20 GHz.

D'un point de vue pratique, il est possible d'intervenir sur deux paramètres : la longueur de l'âme du connecteur et les pertes liées à la transition. Les courbes de la Figure IV-20 donnent l'évolution de la réponse de la structure pour différentes longueurs d'âme et pour différents niveaux de pertes.

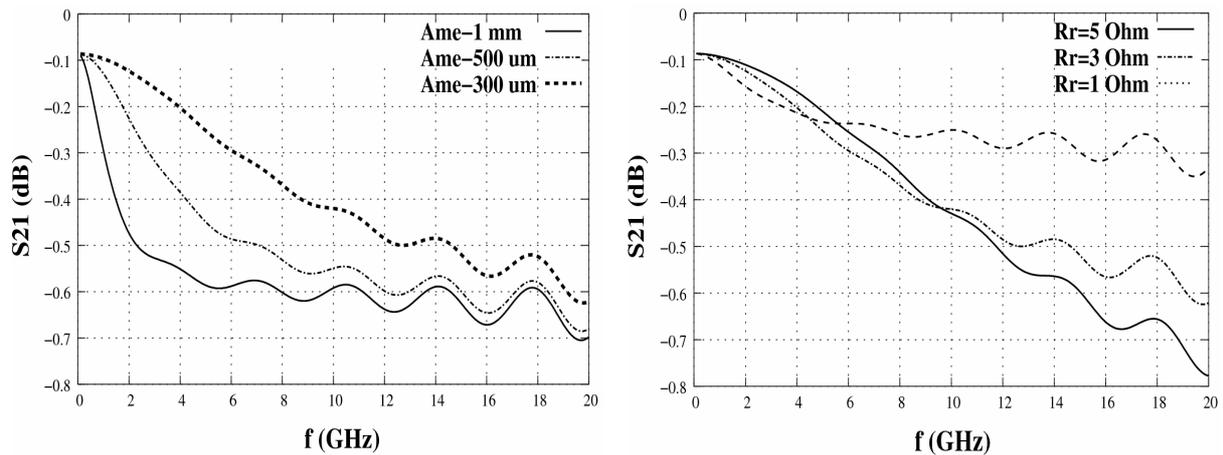


Figure IV-20 : Réponse de la structure pour différentes longueurs d'âme (à gauche) et pour différents niveaux de pertes (à droite)

Ainsi, deux techniques simples à mettre en œuvre permettent d'améliorer la réponse de la structure : minimiser la quantité de colle conductrice assurant le contact entre l'âme du connecteur et la ligne (on diminue ainsi la valeur de la résistance série R_r), et réduire la longueur de l'âme du connecteur nécessaire à la transition. Les autres paramètres sont directement liés aux technologies employées (R_s au connecteur et C_p au substrat). D'un point de vue pratique, on retient donc une âme de connecteur longue de 300 μm pour la réalisation de cette interconnexion.

IV.3.3 Influence de la transition sur les performances du système

Dans le but de valider les différentes structures, les paramètres S obtenus pour les travaux exposés dans les deux paragraphes précédents sont analysés d'un point de vue système. Comme nous l'avons décrit dans le Chapitre III, les lignes de propagation ont été caractérisées jusque 40 GHz. Ceci implique que la quasi-totalité des harmoniques du signal est transmise, aussi bien pour le signal à 12.5 Gbit/s NRZ que pour celui à 10.7 Gbit/s RZ. En se basant sur le synoptique de la simulation orientée système (cf. Figure IV-1), nous allons estimer la dégradation du taux d'erreur binaire liée à la transition dans le cas d'un signal 12.5 Gbit/s NRZ et 10.7 Gbit/s RZ.

Les premiers résultats concernent la simulation orientée système dans laquelle nous considérons une ligne CBCPW possédant une rangée de trous métallisés espacés de 2 mm (cf. Figure IV-21). Pour rappel, la réponse en transmission de la structure ne montre pas de résonances jusqu'à 20 GHz et même légèrement au-delà. D'autre part, l'adaptation est très bonne sur cette même bande de fréquence puisque le rapport d'onde stationnaire (ROS) reste inférieur à 1.33:1.

Etant donné la réponse de cette ligne, nous nous plaçons dans le cas de figure le plus contraignant, lorsque le signal d'entrée a une très faible amplitude. La réponse de la structure à un signal NRZ à 21.4 Gbit/s est présentée sur Figure IV-21. L'estimation du taux d'erreur binaire est de 9.8×10^{-13} , ce qui est meilleur que la limite fixée à 10^{-12} afin d'assurer une transmission de qualité. Ceci permet de mettre en avant le fait que les perturbations existantes

hors de la bande utile n'ont pas de conséquences majeures sur les paramètres du diagramme de l'œil. La très grande majorité de la puissance des signaux est en effet contenue dans la bande de fréquence dans laquelle il n'y a pas de perturbations. Une telle structure peut être utilisée en l'état pour les débits de 12.5 Gbit/s NRZ et 10.7 Gbit/s RZ.

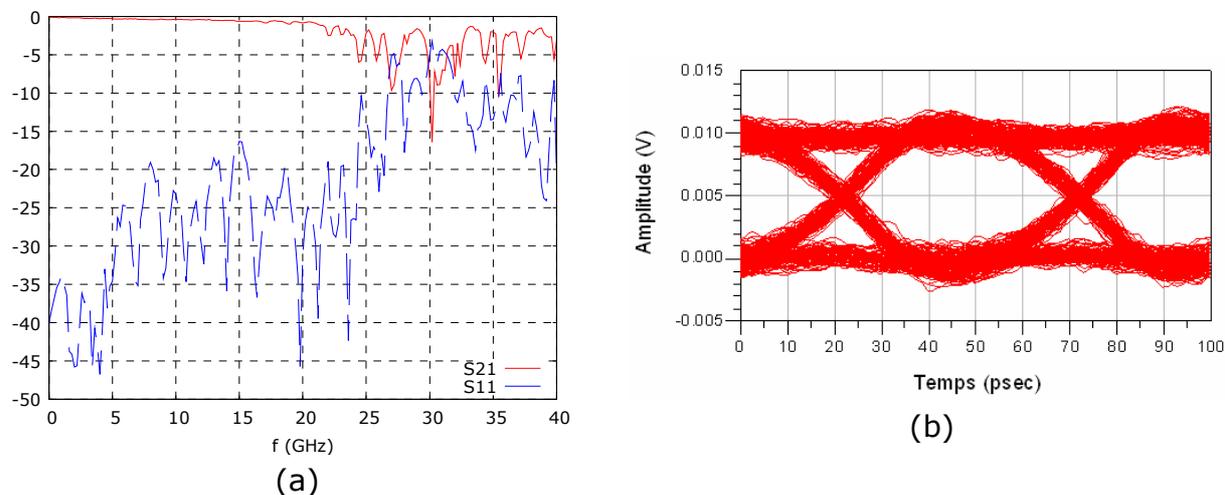


Figure IV-21 : Influence d'une ligne CBCPW présentant des vias tous les 2 mm sur le diagramme de l'œil – (a) rappel des paramètres S de la ligne, (b) réponse à un signal PRBS NRZ à 21.4 Gbit/s

Nous avons adopté une approche similaire en prenant une ligne coplanaire à plan de masse inférieur avec une rangée de trous métallisés espacés régulièrement de 1 mm. La Figure IV-22 donne des résultats qui n'apportent pas de réelles améliorations comparé au cas précédemment évoqué (cela est dû à la bande utile du signal considéré). L'estimation du taux d'erreur binaire pour le débit de 21.4 Gbit/s NRZ est un peu meilleure puisque égale à 8.1×10^{-14} . Toutefois, au vu de la réponse de la structure, notamment en transmission, cette structure doit offrir de meilleurs résultats avec la montée en débit. Compte tenu des paramètres S de la ligne considérée, une analyse du signal à 40 Gbit/s NRZ nous garantit un taux d'erreur binaire de 4.7×10^{-10} (cf. Figure IV-23) : cette structure sera donc limitante pour des applications 40 Gbit/s NRZ.

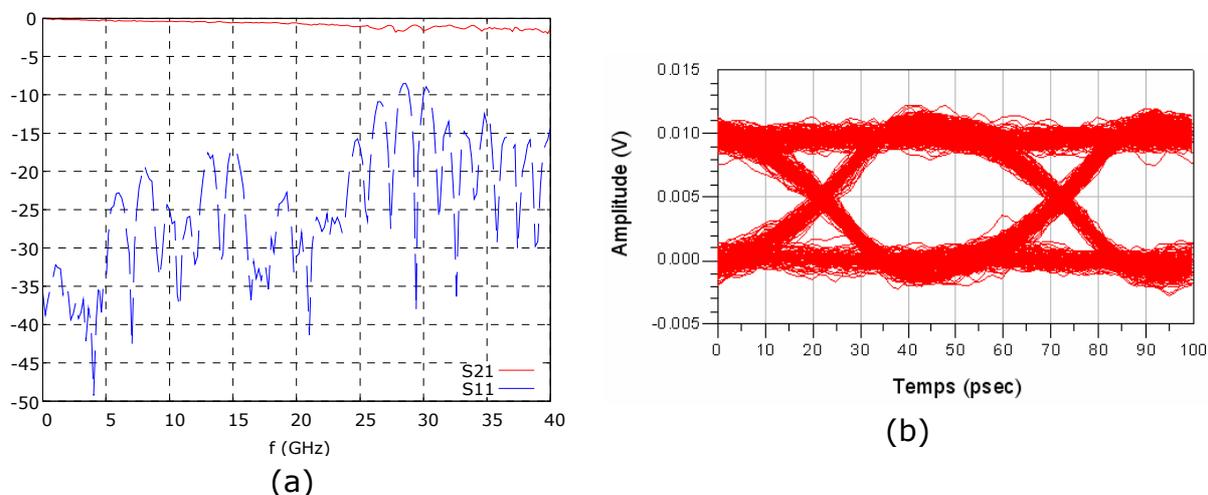


Figure IV-22 : Influence d'une ligne CBCPW présentant des vias tous les 1 mm sur le diagramme de l'œil – (a) rappel des paramètres S de la ligne, (b) réponse à un signal PRBS NRZ à 21.4 Gbit/s

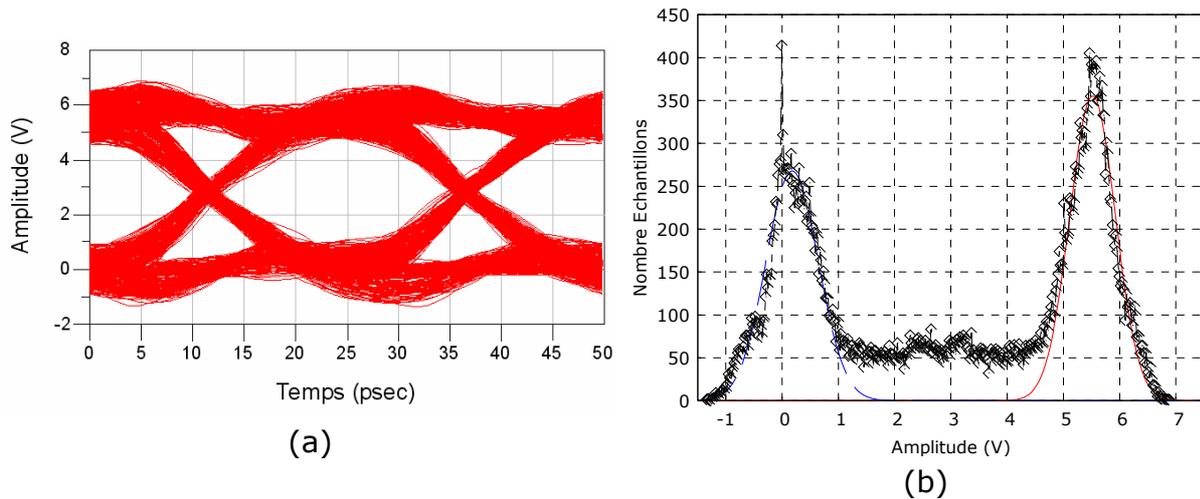


Figure IV-23 : Influence d'une ligne CBCPW présentant des vias tous les 1 mm sur le diagramme de l'œil – réponse à un signal PRBS NRZ à 40 Gbit/s de forte amplitude

Après avoir validé l'emploi des lignes seules d'un point de vue système, il est nécessaire de les évaluer dans une configuration réelle d'utilisation, c'est à dire « packagée ». La simulation de la transition dans une cavité qui représente le boîtier a révélé l'excitation d'un mode de cavité. Ceci se traduit par une dégradation du diagramme de l'œil. Les Figure IV-24 et Figure IV-25 donnent une comparaison entre les diagrammes de l'œil d'une même structure en sortie d'un photorécepteur, en boîtier et en espace libre, pour des débits de 12.5 Gbit/s et 21.4 Gbit/s NRZ.

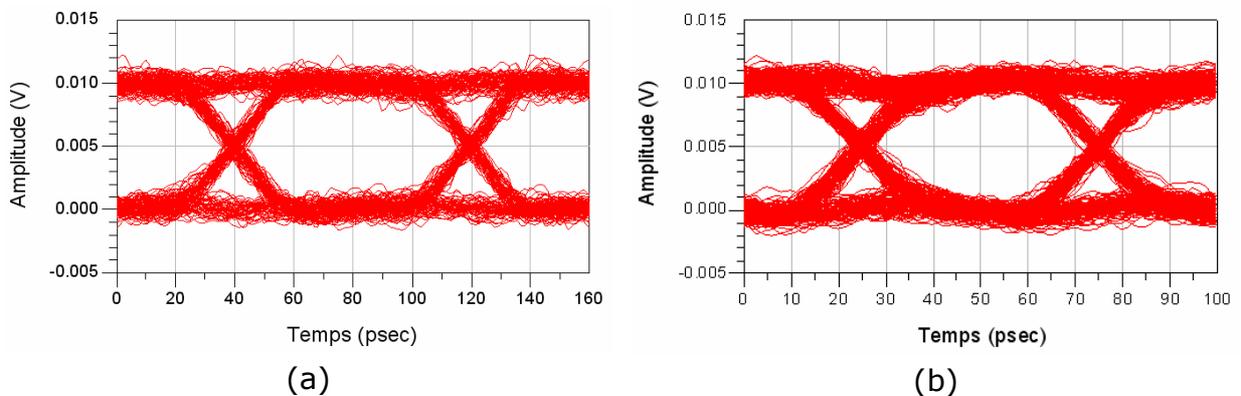


Figure IV-24 : Influence d'une ligne CBCPW en espace libre sur des signaux PRBS de type NRZ à différents débits – (a) 12.5 Gbit/s, (b) 21.4 Gbit/s

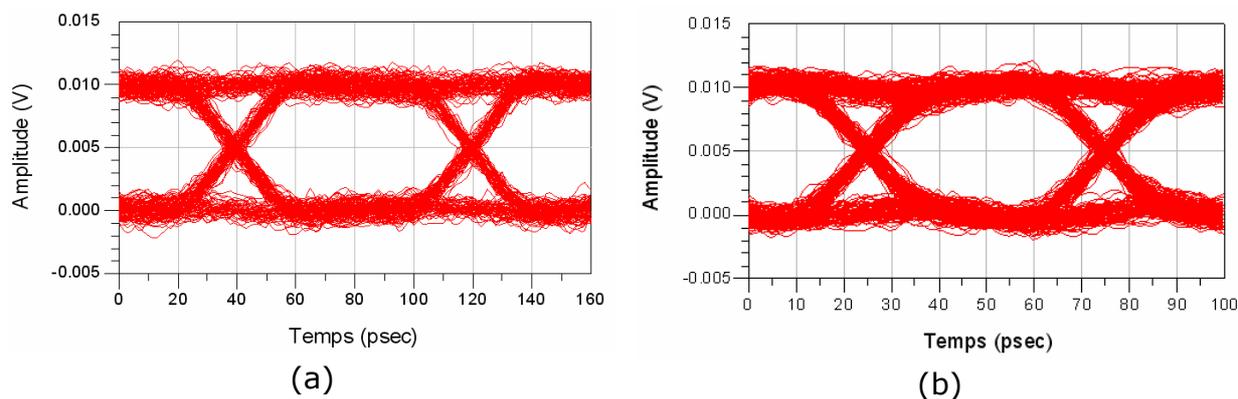


Figure IV-25 : Influence d'une ligne CBCPW mise en boîtier sur des signaux PRBS de type NRZ à différents débits – (a) 12.5 Gbit/s, (b) 21.4 Gbit/s

L'analyse des diagrammes de l'oeil à 21.4 Gbit/s au format NRZ permet de garantir un taux d'erreur binaire de 4×10^{-13} sans boîtier et de 2.8×10^{-13} avec boîtier. On peut donc envisager l'emploi de cette structure dans les transmissions à 12.5 Gbit/s NRZ et 10.709 Gbit/s RZ. Cependant il est nécessaire de garder à l'esprit que la structure actuelle ne permet pas de transmettre les données à 40 Gbit/s NRZ.

Au cours du travail mené sur l'étude de la transition entre le connecteur hyperfréquence et la ligne de transmission, l'analyse des différents résultats obtenus, que ce soit en simulation ou durant la caractérisation des lignes, a soulevé différents points auxquels il est nécessaire de prêter attention afin de limiter la dégradation des performances du système. On a ainsi pu déterminer que la mise en boîtier de cette structure influe sensiblement sur les performances du dispositif et le taux d'erreur binaire. Pratiquement il n'est pas concevable de s'affranchir de cette transition. Les solutions consistent donc à minimiser au maximum la longueur de l'âme du connecteur dépassant dans la cavité ainsi qu'à réduire la quantité de colle conductrice ou de brasure. Ces règles simples à mettre en œuvre conduisent à minimiser les sources de perturbations.

L'étude de la transition, aussi bien d'un point de vue simulation électromagnétique que simulation orientée système, a permis de mettre en évidence la bonne concordance entre la simulation et la caractérisation. Une comparaison entre ces deux approches n'est pas toujours aisée et c'est pourquoi l'étude de la transition entre une ligne de transmission et une puce active est basée uniquement sur des résultats de simulation.

IV.4 Influence de la transition entre la ligne de transmission et une puce sur les performances du système

IV.4.1 Présentation de la transition

Diverses techniques (cf. § II.4) sont possibles pour réaliser l'interconnexion entre une ligne de transmission et une puce. Une des plus courantes et celle sur laquelle nous allons plus particulièrement nous pencher, consiste à utiliser des fils de liaisons (cf. Figure IV-26) [6].

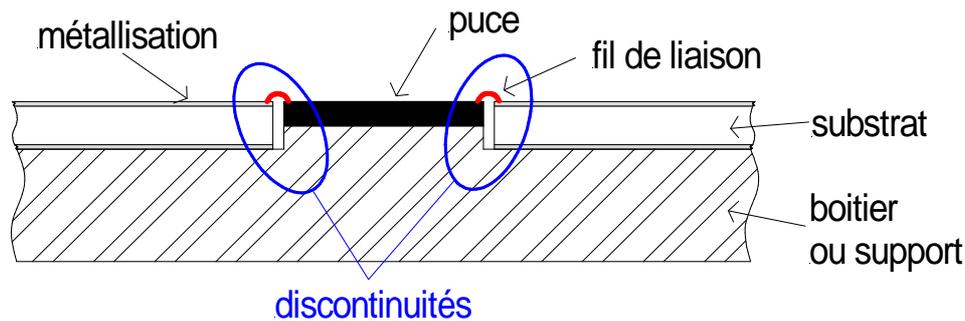


Figure IV-26 : Schéma d'une transition entre une ligne de propagation et une puce par fil de liaison

La longueur des fils de liaisons est typiquement comprise entre 300 μm et 1 mm et devient non négligeable devant les longueurs d'onde millimétriques. Le fil peut rayonner si la boucle qu'il forme présente une hauteur importante, c'est-à-dire si sa partie verticale est grande. Ce rayonnement peut être à l'origine de l'excitation de modes de type « boîtier ».

De plus, les fils de liaisons ont un effet selfique engendrant des dégradations des performances de la transmission du signal, pouvant notamment se traduire par des pertes importantes avec la montée en débit.

D'autre part, l'existence d'une discontinuité entre l'extrémité de la ligne de transmission et la puce, venant du fait que les lignes de transmission ne peuvent être placées au contact direct de la puce, est potentiellement source de perturbations.

Afin de déterminer l'influence et l'impact de la longueur des fils de liaisons sur la propagation du signal, la simulation électromagnétique des performances d'une telle structure est réalisée. Le principal objectif est de constater si le rayonnement lié à la présence de ces fils et de la discontinuité peut entraîner l'excitation de modes de boîtier. La structure considérée est dessinée sur la Figure IV-27.

Les paramètres de la simulation ont été définis pour se rapprocher au mieux d'une structure susceptible d'être intégrée. Ainsi les lignes d'accès en entrée et en sortie sont choisies en technologie CBCPW, sur un substrat d'alumine de 381 μm d'épaisseur et ayant une impédance caractéristique égale à 50 Ω . Des trous métallisés sont disposés tous les 1 mm afin d'éviter l'excitation des modes de substrat et se concentrer uniquement sur l'étude de la transition. La puce est quant à elle simulée, en première approche, par une ligne microruban gravée sur un substrat d'arséniure de gallium de 100 μm d'épaisseur, correspondant à une épaisseur de puce standard. D'une longueur de 2.2 mm et adaptée à 50 Ω , cette ligne est posée sur une cale en laiton. Pratiquement cette dernière facilite la conduction de la chaleur dissipée par la puce. Un fil de liaison en or de diamètre 25 μm permet de relier la ligne et la puce, et inversement. Sa longueur est fonction de l'écart entre la ligne et la puce. L'ensemble est placé dans un boîtier de 16 mm \times 16 mm \times 3 mm (L \times l \times h) rempli d'air.

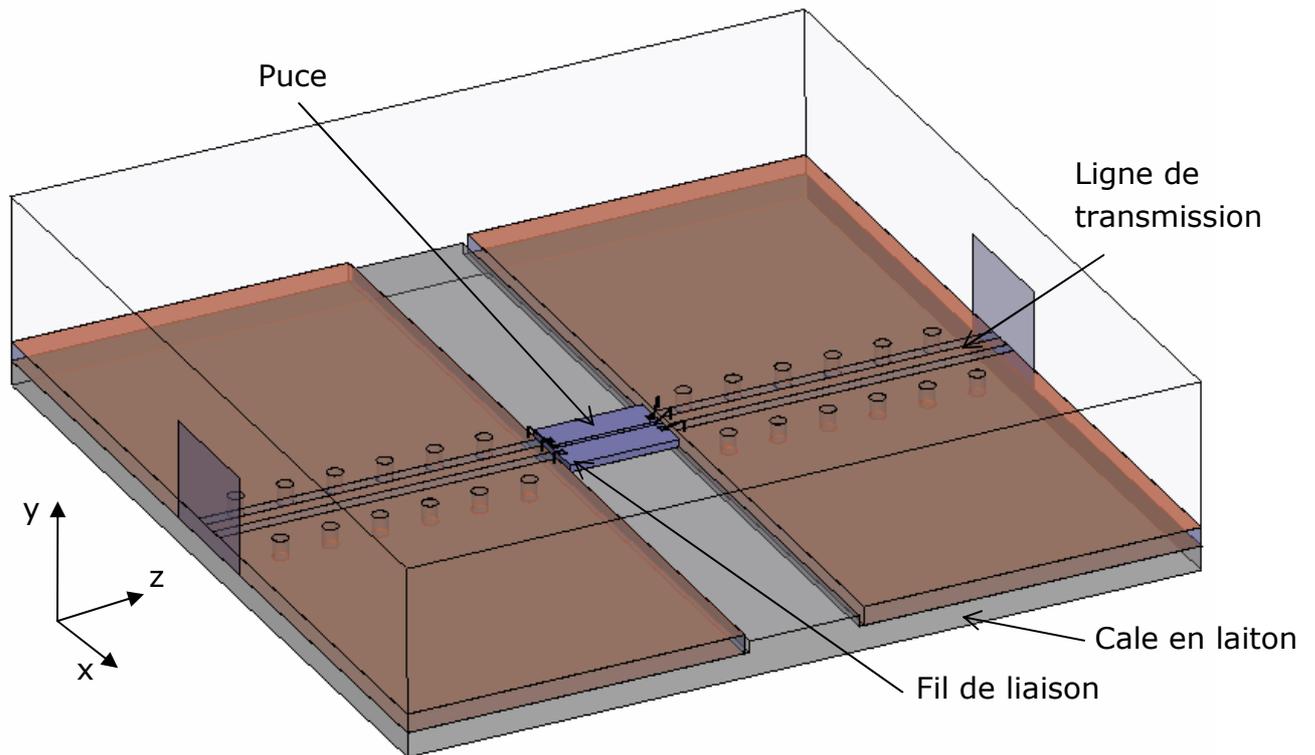


Figure IV-27 : Exemple de structure permettant de simuler les performances la transition entre la ligne de transmission (CBCPW) et la puce

IV.4.2 Simulation électromagnétique des performances de la transition

Afin de bien se rendre compte de l'influence de la longueur des fils de liaison sur la réponse du dispositif, les résultats de simulation de deux longueurs de fils associées à deux largeurs de gap sont exposés dans la suite de ce paragraphe. La largeur du gap est directement liée à la distance puce – ligne qu'il est possible de réaliser à l'assemblage de la structure. La puce est placée dans l'axe de propagation du signal.

IV.4.2.1 Prise en compte d'un gap de 500 μm

L'espace entre la ligne de transmission et la puce a été fixé dans un premier temps à 500 μm . La longueur des fils de liaison est dans ce cas prise égale à 870 μm . Les résultats de la simulation des performances de la structure, en transmission et en adaptation, sont donnés sur la Figure IV-28.

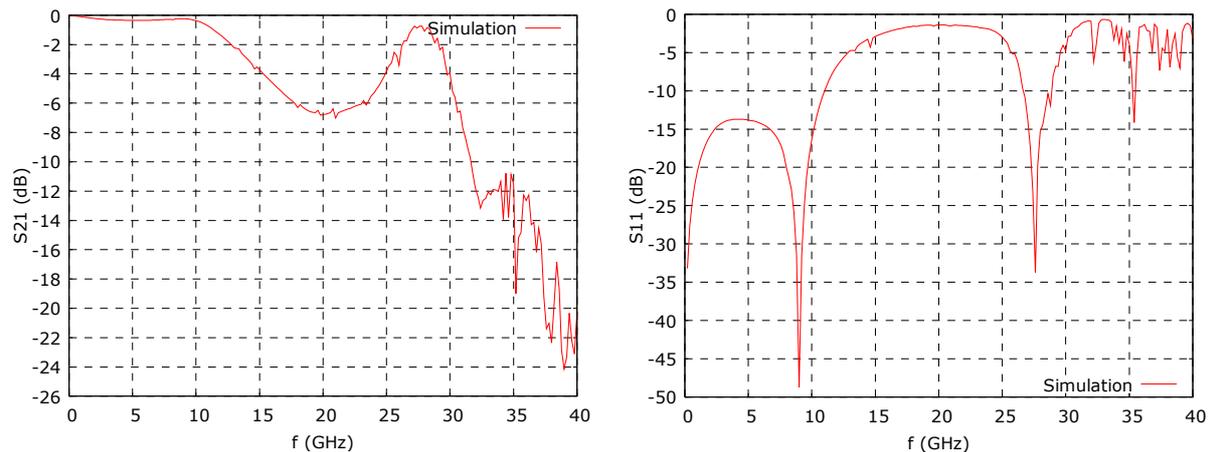


Figure IV-28 : Résultats de simulation de la transition ligne CBCPW – puce pour un gap de 500 µm

Les résultats de simulation présentent des pertes très importantes en transmission (supérieures à -6 dB à 20 GHz, avec une fréquence de coupure à -3 dB de 13 GHz) et une adaptation nettement insuffisante (ROS de 8.5:1 à 20 GHz). Elles ne peuvent donc pas être utilisées en l'état pour assurer les performances souhaitées. Pour améliorer les performances de la transition, une première étape consiste à rapprocher au maximum la ligne de propagation de la puce.

IV.4.2.2 Réduction du gap à 100 µm

En prenant en compte les différentes contraintes liées au montage et en se basant sur l'expérience de différents montages, un écart de 100 µm entre le bout de la ligne et la puce correspond à un écart possible à obtenir dans la pratique. Dans ce cas, les fils de liaisons ont une longueur de 515 µm. En ce qui concerne les pertes, les résultats de simulation ont été nettement améliorés comparé au cas précédent (cf. Figure IV-29).

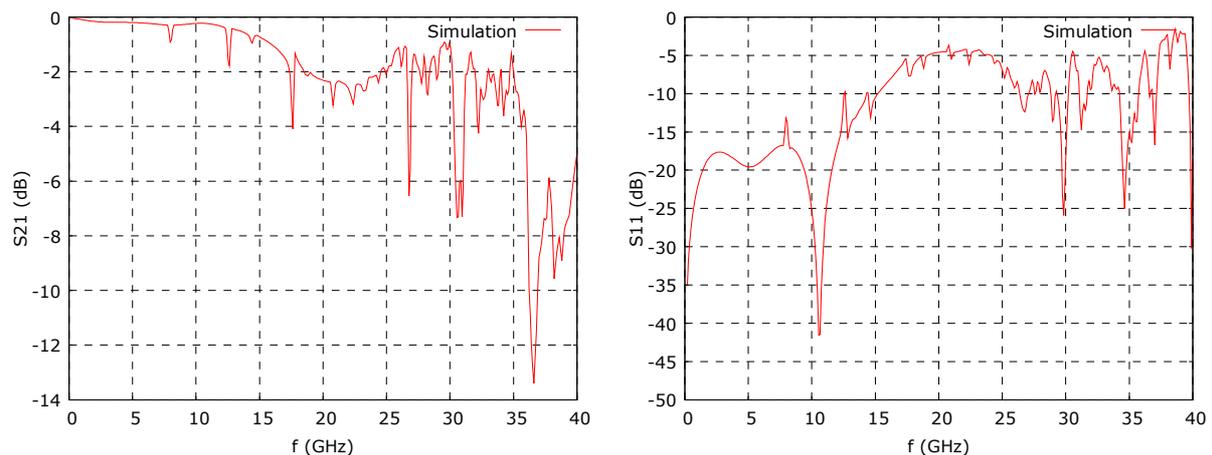


Figure IV-29 : Résultats de simulation de la transition ligne CBCPW – puce pour un gap de 100 µm

Nous remarquons sur les résultats de simulation la présence de nombreuses résonances dans la bande de fréquence utile. En effet, la diffraction d'une partie de l'énergie au niveau de la transition entre la ligne et la puce, au niveau du gap, est à l'origine de l'excitation de modes de boîtier.

Afin d'assurer une meilleure transition, nous avons effectué un report de masse entre les plans de masse latéraux des lignes de propagation CBCPW et le plan de masse inférieur du substrat simulant l'emploi d'une puce à l'aide de fils de liaisons (cf. Figure IV-30). En effet, sur la très grande majorité des puces, des trous métallisés de report de masse sont positionnés de part et d'autre des lignes d'entrée et de sortie de la puce. Citons à titre d'exemple les puces développées par OMMIC. Ces trous métallisés ont également une utilité lors de leur caractérisation sous pointes des puces. L'objectif est de garantir une transition optimale entre le mode fondamental coplanaire de la ligne d'accès et le mode microruban de la ligne simulant la puce.

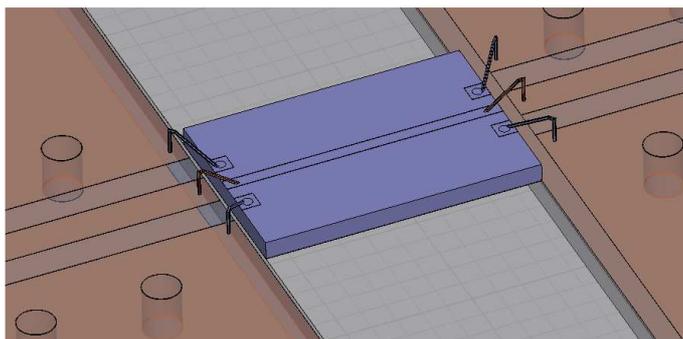


Figure IV-30 : Liaison des plans de masse latéraux de la ligne de propagation avec les trous métallisés de report de masse situés sur la puce

Les performances de cette nouvelle structure sont nettement améliorées (cf. Figure IV-31). On remarque néanmoins que les pertes en transmission restent importantes (- 1.8 dB à 20 GHz).

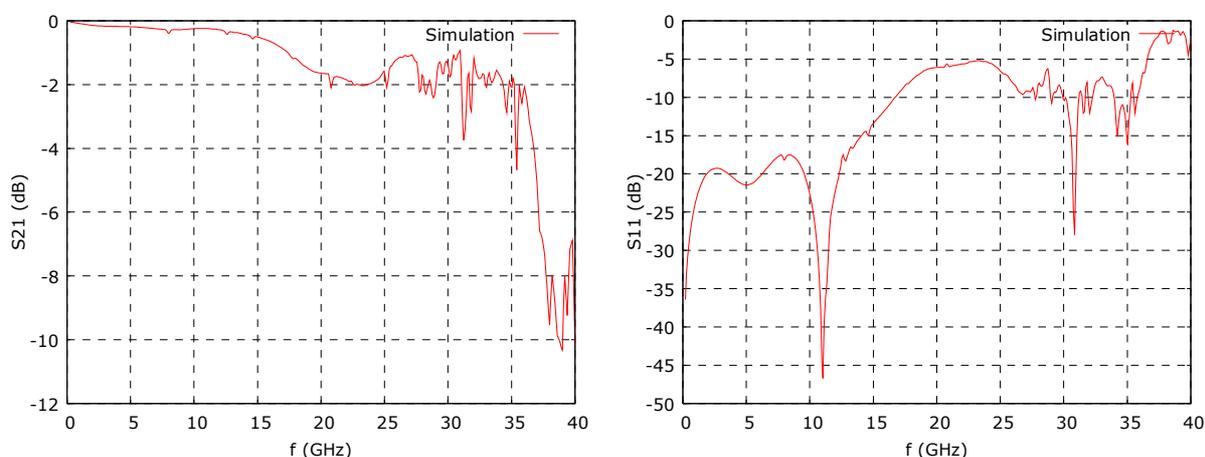


Figure IV-31 : Résultats de simulation de la transition ligne CBCPW – puce pour un gap de 100 μm , après la prise en compte du report de masse

Compte tenu des fortes pertes constatées à partir de 10 GHz, il est nécessaire d'améliorer les performances de cette transition.

IV.4.2.3 Influence de la mise en parallèle de plusieurs fils de liaisons

Après avoir diminué au maximum la longueur des fils de liaisons, la seconde solution envisagée, dans l'objectif de minimiser leur effet inductif et donc d'améliorer la réponse du dispositif en hautes fréquences, est de placer plusieurs fils en parallèle. Compte tenu des

largeurs de lignes et des pads d'accueil sur les puces, il est techniquement possible de reporter jusqu'à trois fils de liaison sur un même pad pour réaliser l'interconnexion. Les résultats de simulation des performances d'une structure avec un et trois fils de liaison sont présentés Figure IV-32. On note une nette amélioration de la réponse du dispositif. A 20 GHz, la mise en parallèle de trois fils de liaison permet de ramener les pertes en transmission autour de 0.5 dB contre 2 dB dans le cas d'un unique fil.

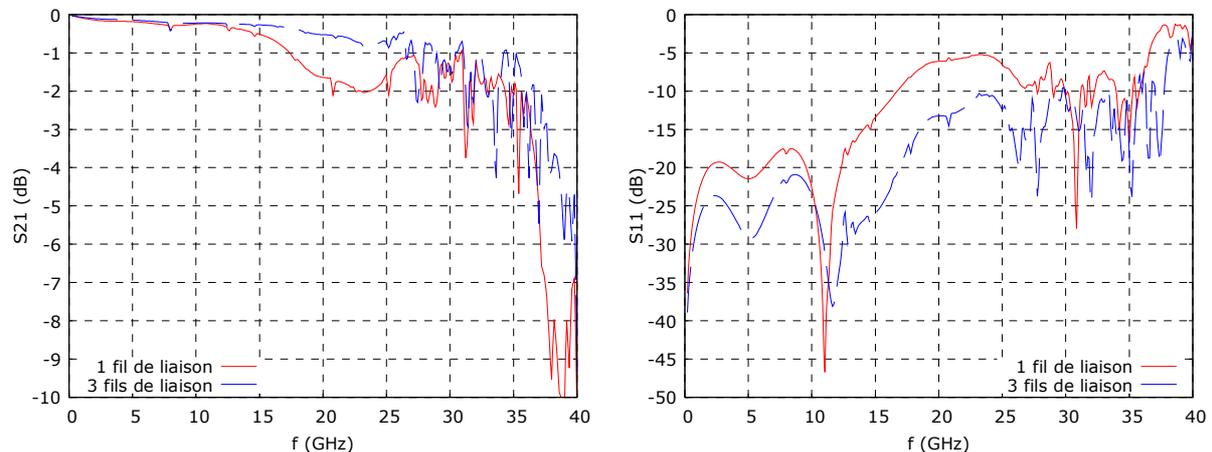


Figure IV-32 : Résultats de simulation de la transition ligne CBCPW – puce pour un gap de 100 μm

Après avoir analysé d'un point de vue électromagnétique les performances de la transition entre la ligne et la puce, un travail identique a été entrepris, cette fois d'un point de vue circuit. L'objectif est de comparer les résultats obtenus par ces deux types d'approche.

IV.4.3 Simulation de la structure d'un point de vue circuit

Le schéma électrique de la Figure IV-33 est composé de modèles proposés dans les bibliothèques prédéfinies du logiciel. Ainsi, le modèle équivalent d'un fil de liaison est constitué d'une inductance et d'une résistance série. Pour un fil de 25 μm de diamètre, l'inductance équivalente du fil est de 0.95 nH / mm. Quant à la valeur de la résistance série équivalente, elle dépend à la fois des paramètres caractéristiques du fil et de la fréquence d'utilisation.

Les modèles de ligne disponibles dans la base « composant » du logiciel ne permettent pas de définir l'effet de bout de ligne au niveau de la discontinuité de la transition. Nous avons donc ajouté deux capacités afin de prendre en compte cet effet dans la simulation. Les valeurs de capacité donnant un accord acceptable au niveau des paramètres S sont de 7.5 fF et de 23 fF.

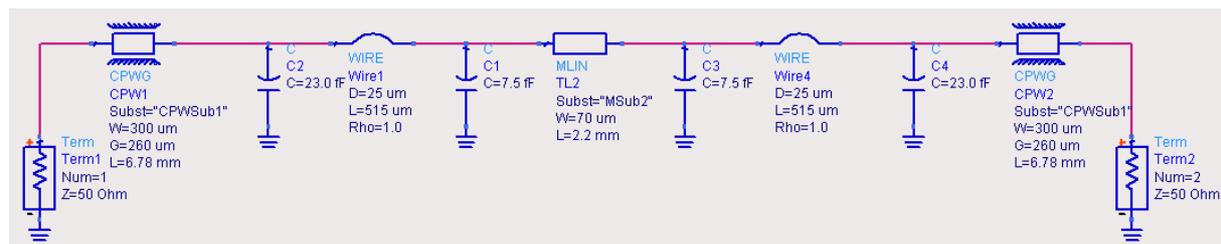


Figure IV-33 : Simulation orientée circuit de la transition entre la ligne de transmission et la puce

Les résultats des performances obtenus par la simulation électromagnétique et par la simulation circuit sont comparés sur la Figure IV-34 dans le cas d'un fil de liaison de 875 μm de long (gap de 500 μm), et Figure IV-35 lorsque le fil de liaison a une longueur de 515 μm (gap de 100 μm).

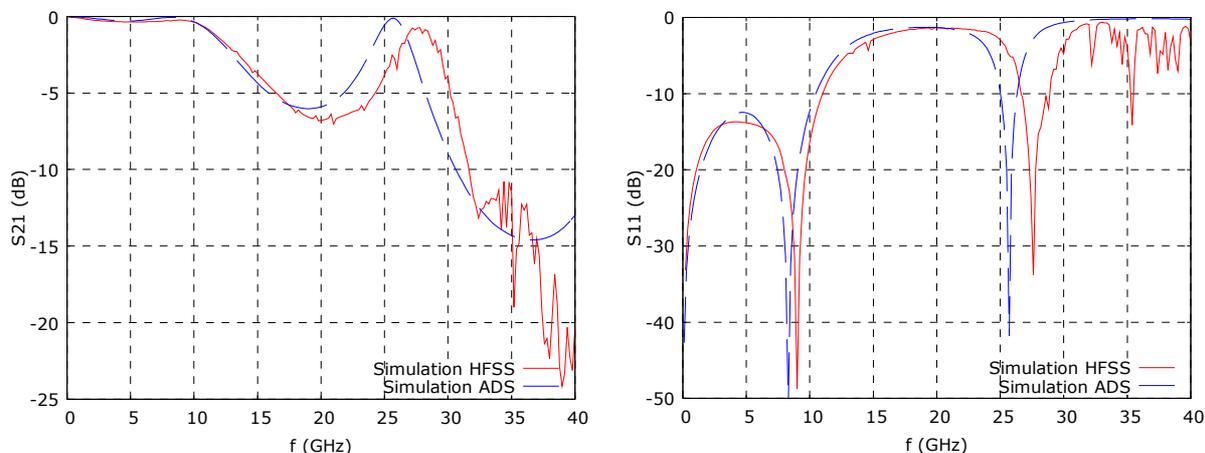


Figure IV-34 : Comparaison entre la simulation électromagnétique (—) et la simulation système (---) dans le cas d'un gap de 500 μm de large

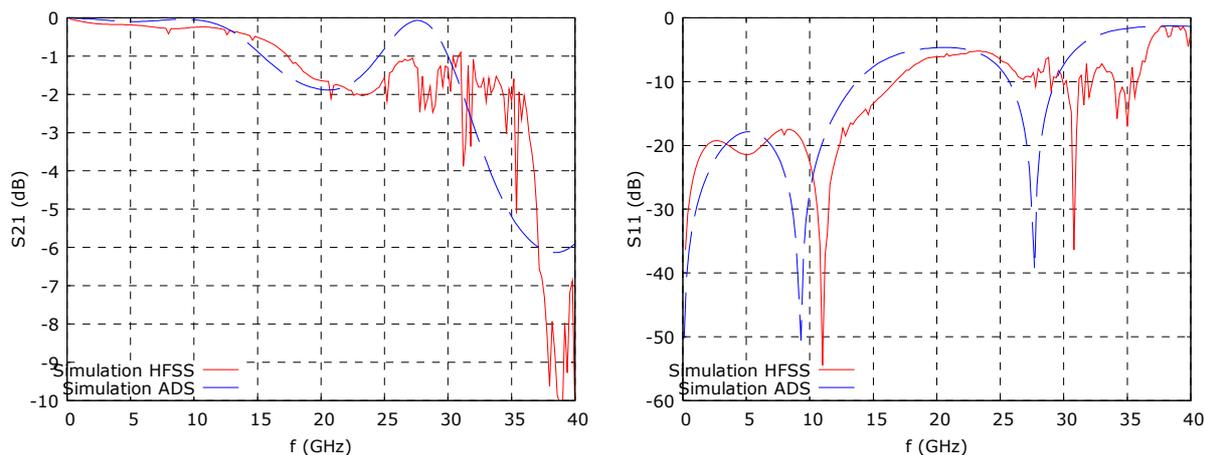


Figure IV-35 : Comparaison entre la simulation électromagnétique (—) et la simulation système (---) dans le cas d'un gap de 100 μm de large

La seconde étape de l'étude a consisté à mettre plusieurs fils de liaisons en parallèle. Des modèles permettant de considérer le couplage entre les fils sont disponibles dans la base composant du logiciel de simulation « circuit ». A noter que la non prise en compte de ce phénomène amène à des résultats assez éloignés (en terme de pertes) de ceux obtenus par la simulation électromagnétique. La Figure IV-36 nous donne une comparaison des résultats de simulation électromagnétique et circuit dans le cas d'une structure à trois fils, pour un gap de 100 μm .

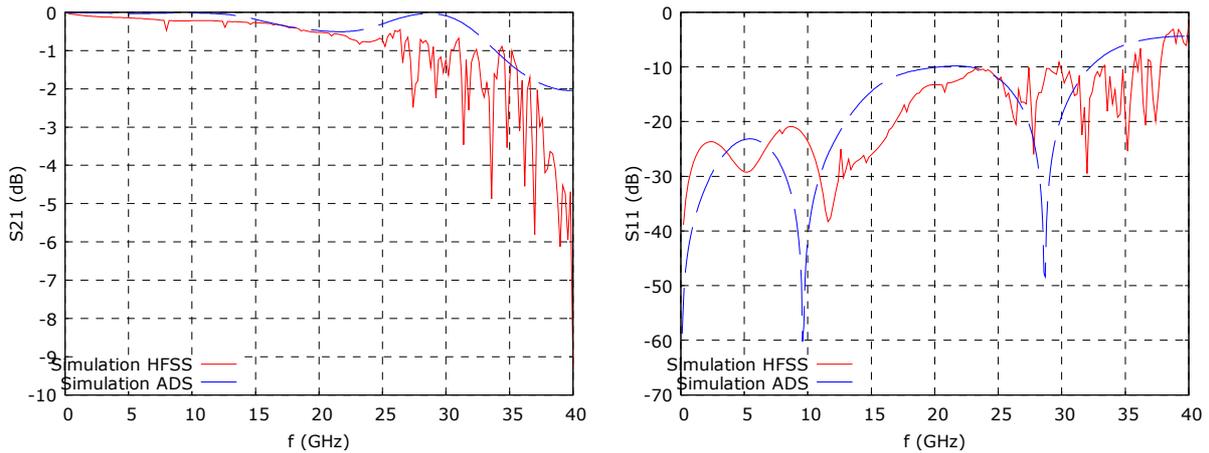


Figure IV-36 : Comparaison entre la simulation électromagnétique (—) et la simulation système (---) dans le cas d'un gap de 100 μm de large avec trois fils de liaisons

Les différentes comparaisons entre les résultats de simulation électromagnétique et circuit entreprises pour l'étude de la transition entre la ligne de propagation et la puce montrent une bonne cohérence des résultats jusque 20 GHz, fréquence maximale d'utilisation des modèles développés pour cette transition.

L'étape suivante consiste à déterminer l'impact de cette transition sur les performances du système.

IV.4.4 Influence de la transition sur les performances du système

La combinaison des deux aspects que sont la réduction de la longueur des fils de liaisons et le placement de deux, voire trois fils de liaisons en parallèle, permet d'améliorer les performances de la structure. Les résultats obtenus pour les deux types d'analyses (électromagnétiques et circuits) ont été exploités pour l'analyse système, et l'ensemble des résultats est synthétisé dans le Tableau IV-2 pour un débit de 21.4 Gbit/s au format NRZ.

Amplitude du signal en entrée de la structure	Taux d'erreur binaire estimé en sortie de la ligne CBCPW (21.4 Gbit/s NRZ)			
	Avec 1 fil de liaison		Avec 3 fils de liaison	
Simulateur utilisé	HFSS	ADS	HFSS	ADS
5 Vpp	1.4×10^{-10}	2.5×10^{-18}	-	-
500 mVpp	9.3×10^{-9}	4×10^{-11}	6.3×10^{-19}	3.4×10^{-23}
10 mVpp	4.1×10^{-7}	5.8×10^{-9}	8.7×10^{-12}	6.9×10^{-14}

Tableau IV-2 : Comparaison de l'estimation du taux d'erreur binaire pour plusieurs amplitudes d'entrée, lorsqu'on place un et trois fils de liaisons en parallèle entre la ligne et la puce, pour un débit de 21.4 Gbit/s NRZ

Les résultats présentés dans le Tableau IV-2 nous donnent deux indications quant aux résultats de simulation. Tout d'abord, la structure optimisée par l'ajout de trois fils de liaisons en parallèle permet d'envisager son utilisation même dans les cas les plus contraignants, et ce pour les débits de 12.5 Gbit/s NRZ et de 10.709 Gbit/s RZ. Ainsi, dans le cas le plus défavorable, lorsqu'on considère un signal de très faible amplitude, le fait de placer trois fils de liaison en parallèle permet de se rapprocher du taux d'erreur binaire de 10^{-12} visé. A noter que lorsque le signal a une amplitude importante, 500 mVpp ou 5 Vpp, l'estimation du taux d'erreur binaire reste très en dessous de la barre des 10^{-12} si on met les trois fils de liaison en parallèle.

Un premier aperçu des résultats est obtenu par la simulation circuit, très rapide en temps de calcul. Ensuite, si l'on souhaite obtenir des résultats plus précis en terme de couplage, d'excitation de modes parasites ou de modes de boîtier, la simulation électromagnétique reste incontournable et permet d'avoir ces informations.

L'approche adoptée dans l'étude de la transition entre la ligne de transmission et une puce a mis en avant des points sensibles tels que la longueur des fils de liaisons ou encore le problème lié à l'effet selfique des fils. Les différents résultats n'ont pas montré d'excitation de modes de cavité due à la transition, ce qui nous conforte dans l'idée d'utiliser ce type de technologie. Par contre nous avons pu déterminer que les pertes engendrées par les fils ont des conséquences importantes sur les performances du dispositif. La principale suggestion que nous pouvons faire consiste à utiliser trois fils de liaisons les plus courts possibles et disposés en parallèle.

La montée en débit limite l'utilisation de la technique à base de fils de liaison. Ainsi, lorsqu'on passe à un débit de 40 Gbit/s NRZ, dans le cas d'un signal de 5 Vpp d'amplitude, l'estimation du taux d'erreur binaire est de 1.4×10^{-7} si on a trois fils de liaison en parallèle et que le gap est de 100 μm . Afin d'améliorer la réponse du système, de nouvelles solutions techniques doivent alors être envisagées. Tout d'abord, il est préférable de remplacer les fils de liaisons par un ruban qui a un effet selfique moins important. On peut également enterrer les composants afin de minimiser les discontinuités, les encapsuler (dans des boîtiers de type *Ball Grid Array* ou encore *Quad Flat-Pack No-Lead*) [7] - [8] ou encore choisir de les reporter en montage de type *Flip Chip*.

IV.5 Etude de l'influence d'un composant CMS « série » sur les performances du système

Après avoir étudié l'influence de la transition entre un connecteur hyperfréquence et la ligne de propagation puis entre cette ligne et une puce, nous allons nous attarder plus particulièrement sur l'effet de la présence de composants CMS (*Composant Monté en Surface*) placés en série sur la ligne de propagation et en quelles mesures les performances du système sont affectées. Les composants peuvent être de différentes natures : résistances,

égaliseurs, capacités. C'est sur ce dernier composant que porte plus spécifiquement notre étude.

IV.5.1 Etude d'un cas particulier : la capacité très large bande série

Un composant omniprésent dans les circuits hyperfréquences est la capacité série, servant de « DC block ». Son rôle est d'isoler d'un point de vue continu deux points d'un circuit. Ces capacités peuvent avoir de très larges bandes passantes, jusqu'au-delà de 40 GHz. Elles sont constituées de diélectrique, et pour assurer un bon contact entre leurs électrodes et la ligne, on emploie généralement de la colle conductrice ou de la pâte à braser. Typiquement, les pertes apportées par ce type de capacités n'excèdent pas 1 dB à 40 GHz.

IV.5.1.1 Simulation électromagnétique des performances de la structure

Plusieurs tailles standards de composants CMS sont disponibles auprès des fournisseurs. Pour les applications de type « DC block » large bande, le concepteur peut notamment choisir des composants en taille 0402 (0.82 mm × 0.55 mm × 0.5 mm) ou 0201 (0.6 mm × 0.3 mm × 0.3 mm). Ce choix est dicté par différents paramètres tels que l'encombrement, la bande passante souhaitée ou encore la tension maximale continue acceptée par la capacité. La structure de simulation sur laquelle nous avons placé le composant est dessinée sur la Figure IV-37. Une comparaison des résultats est présentée sur la Figure IV-38. L'objectif de cette étude étant d'appréhender l'effet de la présence du composant sur la ligne, il est défini comme un cube conducteur, placé au centre d'un boîtier de 16 mm × 16 mm × 3 mm ($L \times l \times h$) connecteurisé.

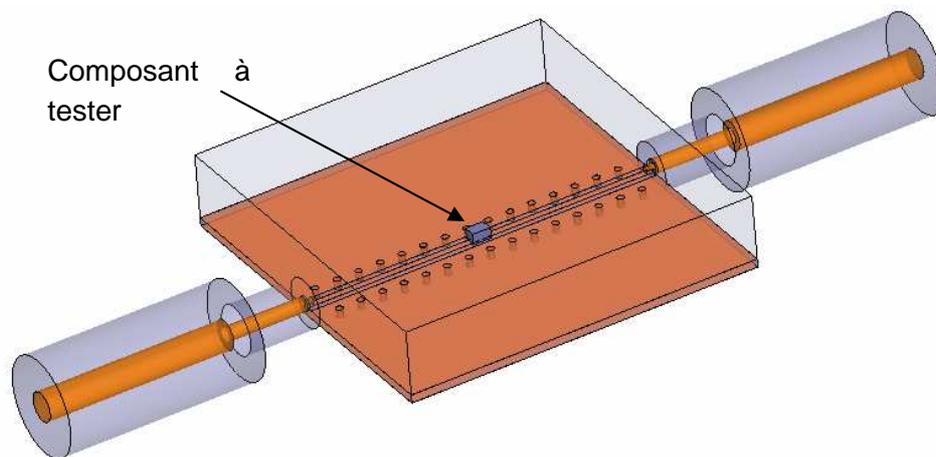


Figure IV-37 : Structure permettant de simuler les performances d'un composant CMS placé en série sur une ligne de propagation CBCPW

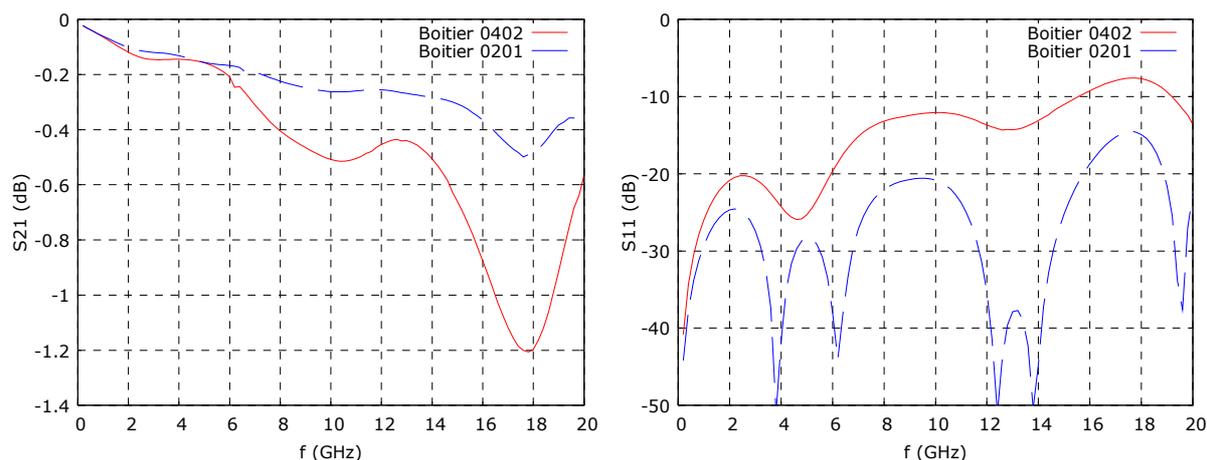


Figure IV-38 : Influence de la présence d'un composant idéal en boîtier 0402 et 0201 sur les performances d'une ligne de transmission CBCPW en espace libre, entre 0 et 20 GHz

Nous remarquons que les résultats de simulation sont assez nettement améliorés lorsqu'on utilise un composant de taille 0201 à la place d'un composant de taille 0402. La discontinuité entre le conducteur central de la ligne de transmission et le composant est en effet moindre dans le cas d'un composant de taille 0201. La largeur du composant est dans ce cas égal à celle du ruban central de la ligne de transmission. Les pertes liées à la diffraction d'une partie de l'énergie transmise au niveau de cette discontinuité ou encore à la désadaptation d'impédance due au composant sont ainsi minimisées. Dans le pire cas, à 18 GHz, les pertes en transmission induites par le composant en boîtier 0402 est de 0.7 dB plus importante qu'avec un boîtier 0201. De même, le TOS reste inférieur à 1.43:1 jusque 20 GHz avec le boîtier 0201.

L'analyse orientée système va permettre de déterminer si les pertes importantes apportées par ces composants sont rédhibitoires à leurs utilisations sur un format large bande.

Afin de valider les résultats de simulation, nous allons comparer les résultats de la caractérisation d'une ligne CBCPW sur laquelle nous avons posé une capacité avec ceux obtenus pour la simulation de la ligne sur laquelle est placé un composant « idéal » et auxquels nous additionnons les paramètres S de la réponse d'une capacité, fournis par le constructeur (cf. Figure IV-39). La capacité caractérisée est une capacité très large bande Presidio disponible en boîtier 0402 (référence constructeur : BB0302X7R123M16VP820) constituée de deux capacités parallèles de valeurs 12nF et 82 pF. Le report de la capacité est effectué avec de la colle H20E que l'on polymérise.

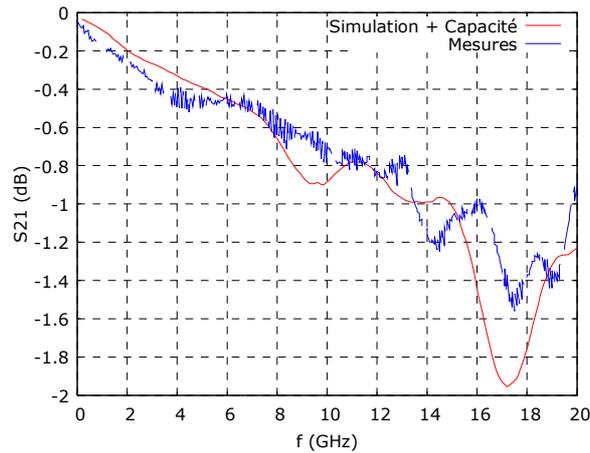


Figure IV-39 : Comparaison de la caractérisation d'une capacité large bande placée sur une ligne CBCPW avec une structure de simulation identique à laquelle sont ajoutées les données constructeur

La comparaison des deux approches donne des résultats du même ordre de grandeur, permettant de valider le modèle utilisé dans la simulation électromagnétique.

Nous nous sommes ensuite intéressé à la mise en boîtier de cette structure. Les composants CMS en boîtier 0402 et 0201 sont considérés comme idéaux.

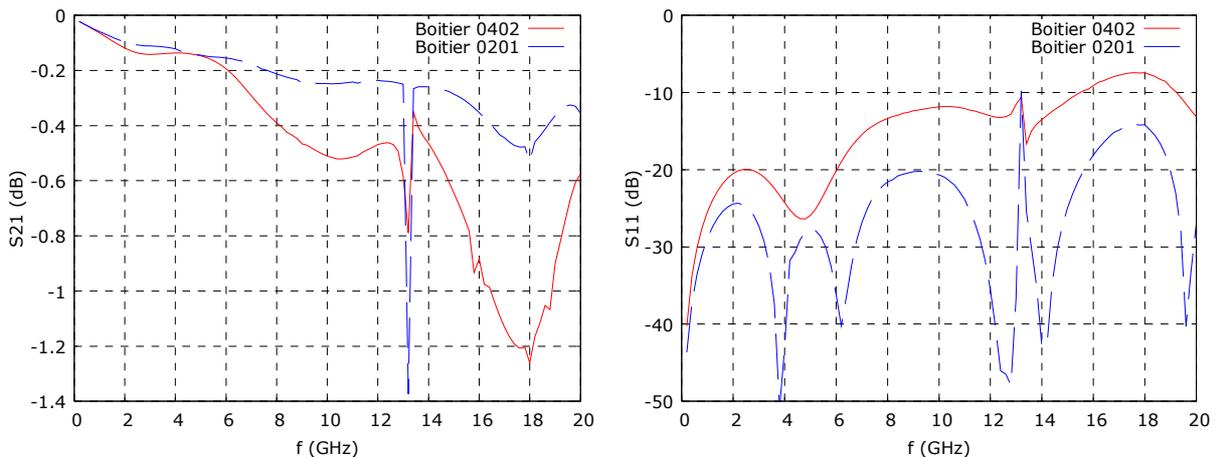


Figure IV-40 : Influence de la présence d'un composant « en série » sur les performances d'une ligne de transmission CBCPW mise en boîtier

Lorsque la structure est placée en boîtier, quel que soit le type de boîtier sélectionné, on note l'apparition d'une première résonance à 13.2 GHz, correspondant à l'excitation du mode TE_{110} dans la cavité (cf. Figure IV-40). Ces résultats attendus mettent en avant toute la difficulté à ne pas exciter les modes de cavité.

Comme nous avons pu le déterminer auparavant, les résonances observées ont des répercussions plus ou moins fortes sur les performances du diagramme de l'œil et donc sur le taux d'erreur binaire. Dès lors, plusieurs solutions peuvent être envisagées pour minimiser les couplages avec les modes de la cavité dans la bande utile de fonctionnement.

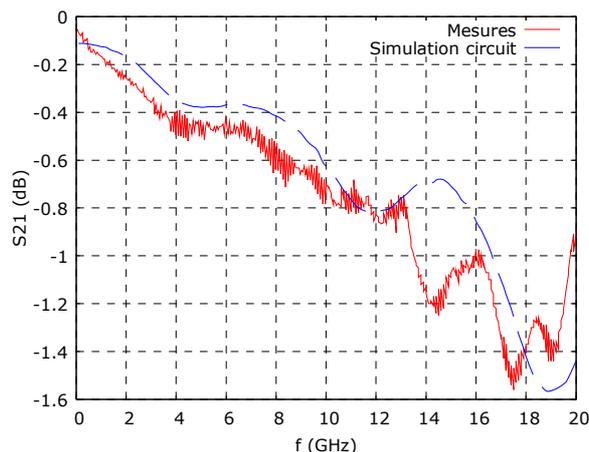


Figure IV-42 : Comparaison de la caractérisation d'une capacité large bande placée sur une ligne CBCPW avec les résultats obtenus par une simulation circuit

Il y a un bon accord entre la caractérisation et le modèle proposé pour la simulation circuit jusque 12 GHz. Au-delà, nous pouvons considérer que le modèle donne une estimation de l'évolution des pertes.

IV.5.2 Estimation des performances de la structure d'un point de vue système

Les simulations électromagnétiques et circuit réalisées avec un composant placé en série sur la ligne de propagation ont montré l'apparition de pertes plus ou moins importantes dans la bande utile suivant la taille du composant choisi. Une estimation des taux d'erreur binaire en sortie de la structure est synthétisée dans le Tableau IV-3 lorsque le signal d'entrée a un débit de 21.4 Gbit/s et que la structure est considérée comme en espace libre.

Amplitude du signal en entrée de la structure	Taux d'erreur binaire estimé en sortie de la structure pour un débit de 21.4 Gbit/s NRZ	
	Boîtier 0402	Boîtier 0201
5 Vpp	1.3×10^{-15}	1.8×10^{-29}
500 mVpp	6.7×10^{-13}	6.3×10^{-25}
10 mVpp	1.8×10^{-9}	3.6×10^{-15}

Tableau IV-3 : Comparaison des estimations du taux d'erreur binaire pour différentes amplitudes d'entrée lorsqu'on place un composant 0402 ou 0201 sur la ligne de propagation en espace ouvert

Excepté à la réception, ces deux types de boîtier peuvent être utilisés pour les applications 12.5 Gbit/s NRZ et 10.709 Gbit/s RZ. Lorsque les valeurs de capacités sont disponibles (cela peut poser problème pour les fortes valeurs), le concepteur intégrera de préférence des composants en boîtier de taille 0201, dispositif dégradant le moins les performances du système. La mise en boîtier d'une telle structure susceptible d'exciter des modes de cavité n'a pas été évaluée en terme de taux d'erreur. En effet, la fonction DC-block packagée seule ne présentant que peu d'intérêt économiquement parlant, nous avons fait le choix d'optimiser la structure globale par la suite.

IV.6 Etude de l'influence d'une structure complète sur les performances du système

La dernière phase de ce travail consiste à rassembler les différentes parties étudiées indépendamment au sein d'une même et unique structure. Cette dernière est donc constituée de connecteurs, de composants en série placés sur la ligne de propagation, en entrée et en sortie, et d'un substrat permettant de prendre en compte l'impact de la présence d'une puce dans cet ensemble.

IV.6.1 Présentation de la structure

La structure est schématisée sur la Figure IV-43. Cette structure classique, avec un seul étage « actif », peut être mise en oeuvre pour des applications ne nécessitant que peu de puissance de sortie (en entrée d'un modulateur à électro-absorption par exemple). On trouve également des combinaisons de deux puces mises en série afin d'augmenter le gain de l'ensemble ou la puissance de sortie au besoin. Une structure constituée d'une seule puce n'est en générale pas suffisante pour assurer à la fois le gain et la puissance de sortie spécifiés à l'émission.

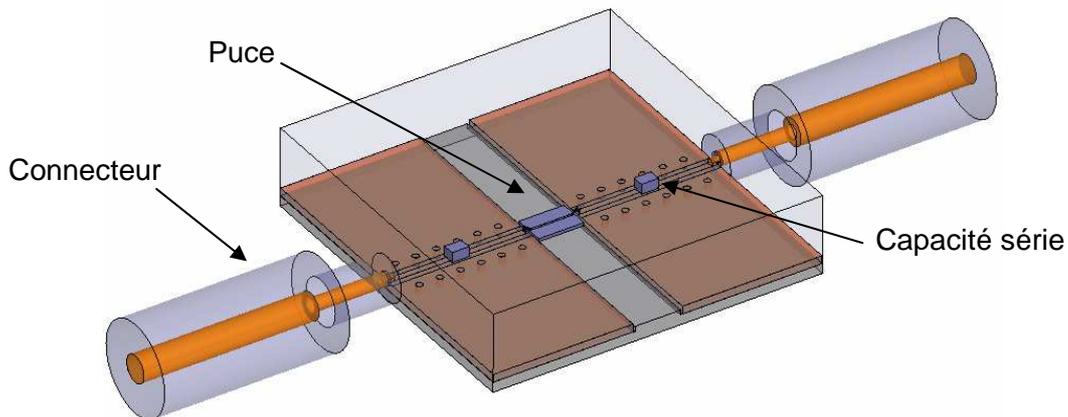


Figure IV-43 : Exemple de schéma de simulation de la structure complète connectée

IV.6.2 Résultats de la simulation électromagnétique des performances de la structure

La structure considérée reprend les éléments développés dans ce travail. La largeur du gap a été fixée à $100\ \mu\text{m}$ et trois fils de liaisons en parallèle permettent de relier la ligne de propagation à la puce. Les composants en entrée et en sortie de la structure sont des boîtiers CMS de taille 0402.

Les résultats de simulation électromagnétique des performances d'une telle structure sont présentés sur la Figure IV-44.

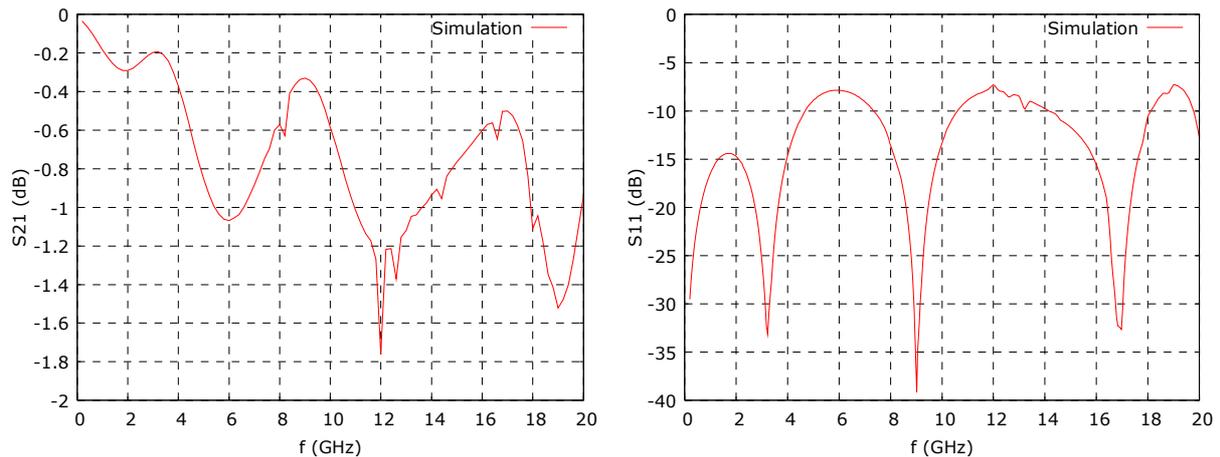


Figure IV-44 : Résultats de simulation des performances d'une structure complète après optimisation de la transition entre la ligne et la « puce »

Ces résultats nous montrent une réponse qui n'est pas satisfaisante dans la bande de fréquence utile. La densité spectrale du signal étant concentrée dans cette bande (cf. § I.4.1), cela se traduit par une amplification différente des trames de données, à l'origine d'un épaissement des niveaux de « 1 » et de « 0 ». D'un point de vue système, l'estimation du taux d'erreur binaire du signal issu de la structure est respectivement de 5.7×10^{-5} et de 6.6×10^{-6} pour les débits de 21.4 Gbit/s et 12.5 Gbit/s NRZ, dans le cas d'un signal de forte amplitude (en sortie d'un amplificateur).

Malgré une optimisation des différentes transitions, l'estimation du taux d'erreur binaire est très supérieure à l'objectif de 10^{-12} , même pour le débit de 12.5 Gbit/s NRZ. Une solution envisagée, et utilisée dans la pratique, consiste à placer la puce dans un évidement. Ce dernier est réalisé par perçage ou par découpe du substrat. L'objectif est de minimiser la discontinuité au niveau de la puce et d'assurer une transition optimale entre les différents modes de propagation. Un schéma de simulation de la structure et les résultats associés sont respectivement présentés sur les Figure IV-45 et Figure IV-46.

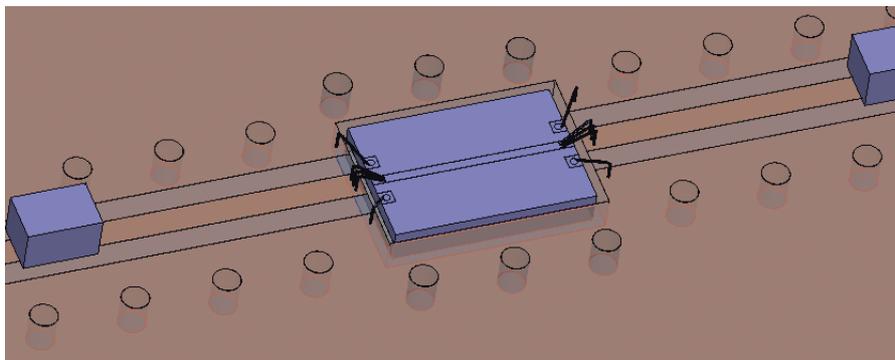


Figure IV-45 : Schéma de simulation de la structure complète avec la puce « enterrée »

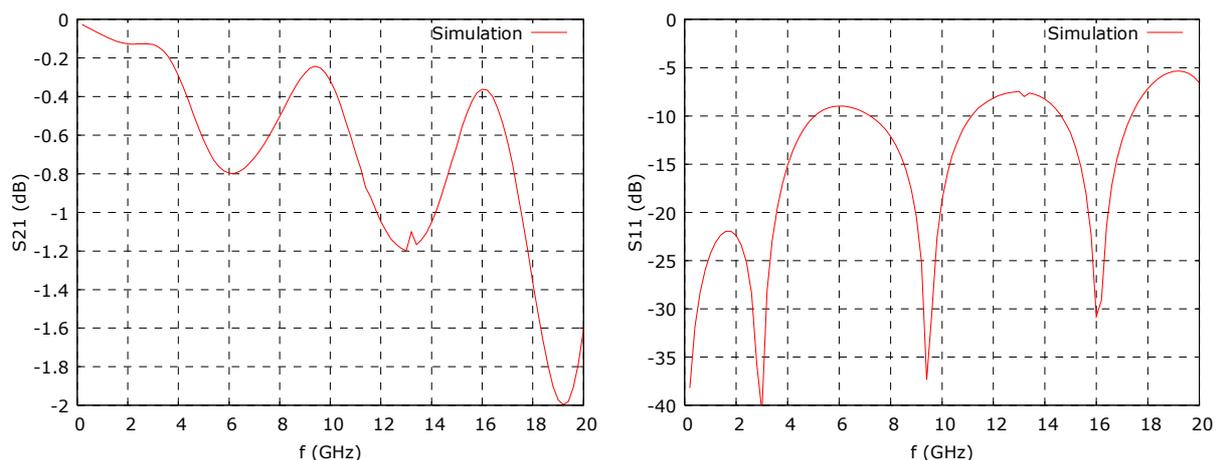


Figure IV-46 : Résultats de simulation de la structure complète lorsque la puce est « enterrée »

La transmission de la structure présente toujours des pertes importantes dans la bande utile, et même si les résultats en transmission sont améliorés, on constate un taux d'erreur binaire toujours supérieur à l'objectif (2.5×10^{-7} pour un débit de 12.5 Gbit/s NRZ en sortie d'un amplificateur).

Afin d'améliorer ces résultats, deux solutions sont alors envisagées. En accord avec le travail exposé dans les paragraphes précédents, nous savons que le fait de diminuer la longueur des lignes de transmission permet de réduire les pertes. La longueur du boîtier a ainsi été ramenée à 10 mm au lieu de 16 mm. En outre, les composants CMS de taille 0402 posés en entrée et en sortie de la structure ont été remplacés par des composants de taille 0201. Avec cette nouvelle structure, les résultats de la simulation (cf. Figure IV-47) mettent en évidence l'excitation du premier mode de cavité TE_{110} à 17.8 GHz. D'autre part, les pertes en transmission sont largement diminuées et l'adaptation améliorée sur l'ensemble de la bande jusque 20 GHz (le TOS reste inférieur à 1.67:1).

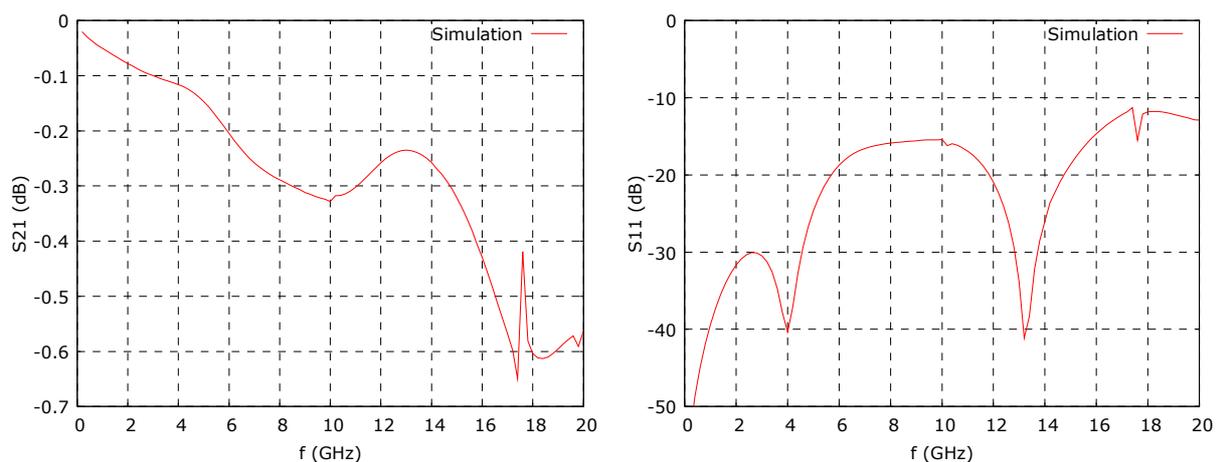


Figure IV-47 : Résultats de simulation de la structure complète après diminution de la taille du boîtier et mise en place de composants de taille 0201

Cette dernière structure a été simulée d'un point de vue système. Les diagrammes de l'œil de sortie, à l'émission, sont présentés sur la Figure IV-48 et une estimation du taux

d'erreur binaire est synthétisée dans le Tableau IV-4 pour les deux débits de tests et les différentes amplitudes nous intéressant.

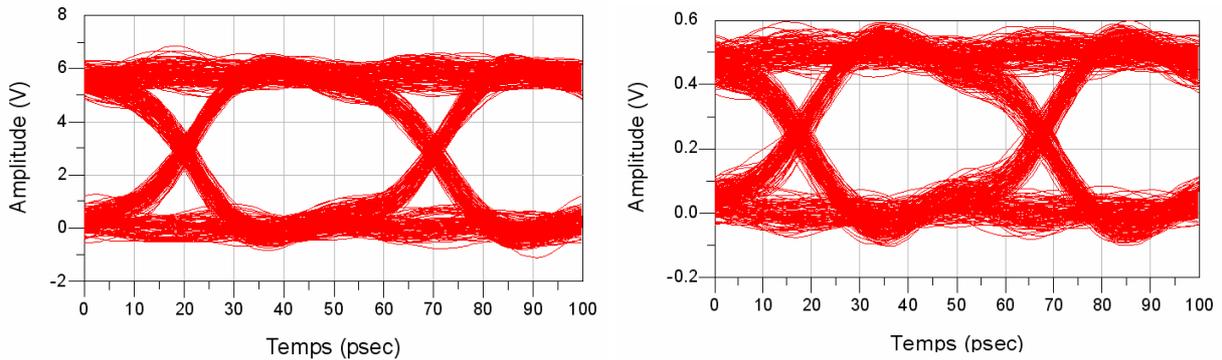


Figure IV-48 : Diagramme de l'œil à 21.4 Gbit/s en sortie de la structure (a) pour une amplitude d'entrée de 5 Vpp (b) pour une amplitude d'entrée de 500 mVpp

Amplitude du signal en entrée de la structure	Taux d'erreur binaire estimé en sortie de la structure	
	12.5 Gbit/s NRZ	21.4 Gbit/s NRZ
5 Vpp	-	4.9×10^{-17}
500 mVpp	1.5×10^{-37}	2.7×10^{-12}
10 mVpp	2.1×10^{-13}	8.1×10^{-9}

Tableau IV-4 : Comparaison des estimations du taux d'erreur binaire pour différents débits et amplitudes d'entrée en sortie de la structure

D'un point de vue système, les modifications apportées à la structure permettent d'améliorer notablement les taux d'erreur binaire en sortie de la structure (cf. Tableau IV-4). Ainsi, dans cette nouvelle configuration, la structure proposée peut être utilisée à l'émission, lorsque les signaux d'entrée sont issus d'un multiplexeur ou d'un amplificateur, et ce pour les débits de 12.5 Gbit/s NRZ et 10.709 Gbit/s RZ.

Dans le cas particulier de la réception, la structure est quelque peu différente. En effet, le signal est issu d'une photodiode qui est câblée directement à l'amplificateur trans-impédance (cf. § II.3.4). Nous avons donc considéré une structure dans laquelle le signal d'entrée est injecté proche de la « puce » et non plus par le biais du connecteur. Une ligne d'accès de 1.2 mm est conservée afin que le mode coplanaire puisse s'établir. Le signal issu de cette ligne est alors injecté dans le TIA qui lui-même est relié à une fonction DC-block connectorisé. Un schéma de simulation de la structure et les résultats associés sont respectivement présentés sur les Figure IV-49 et Figure IV-50.

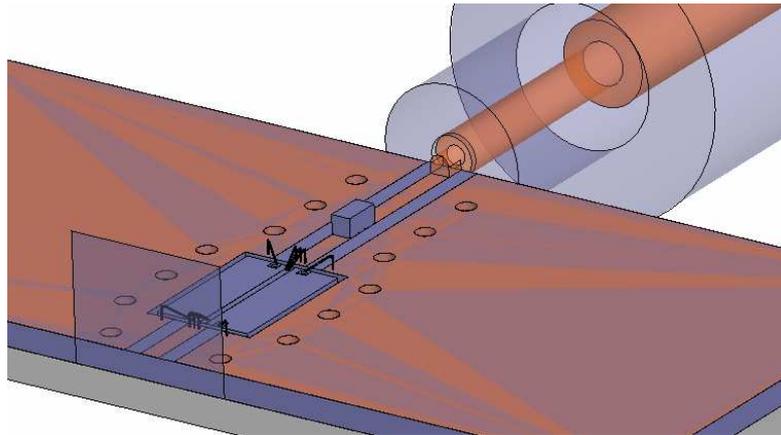


Figure IV-49 : Schéma de simulation de la structure dans le cas du photorécepteur

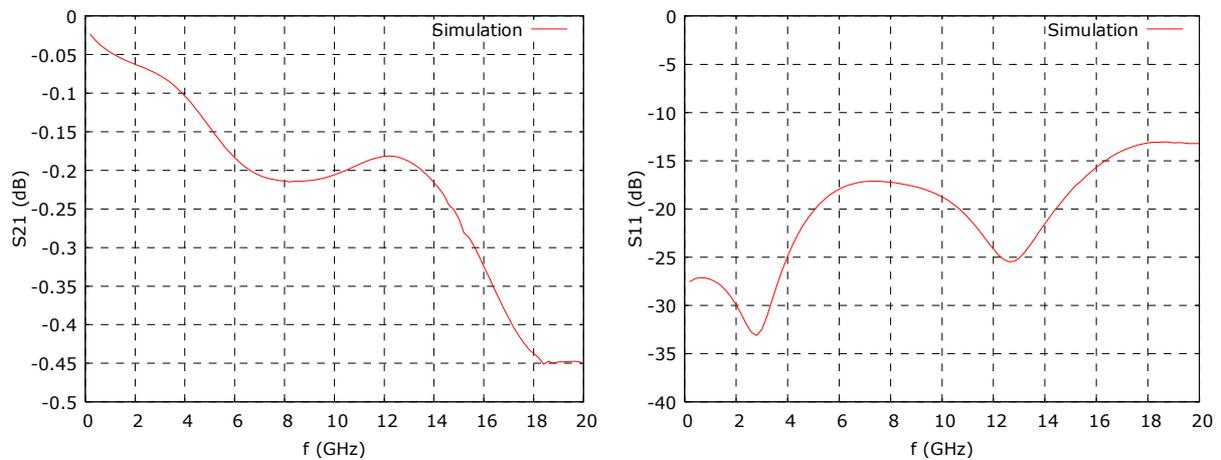


Figure IV-50 : Résultats de simulation de la structure à la réception

Nous notons que les pertes en transmission sont relativement faibles et n'excèdent pas 0.45 dB jusque 20 GHz. De même l'adaptation reste très bonne sur toute la bande puisque le TOS est inférieur à 1.55:1. D'un point de vue circuit, ces performances se traduisent par un diagramme de l'œil qui reste bien ouvert (cf. Figure IV-51). L'estimation du taux d'erreur binaire est alors égale à 3.8×10^{-13} pour un signal d'entrée à 21.4 Gbit/s NRZ. Cette structure propre à la réception peut donc être utilisée pour les applications 12.5 Gbit/s NRZ et 10.709 Gbit/s RZ.

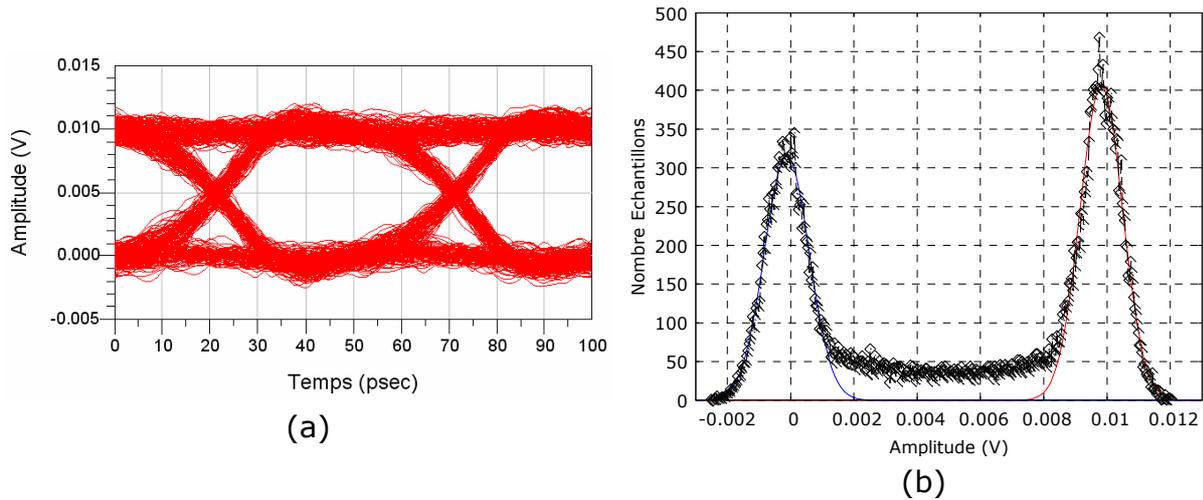


Figure IV-51 : Diagramme de l'œil à la réception, en sortie de la structure – réponse à un signal PRBS NRZ à 21.4 Gbit/s

Ainsi l'optimisation des différentes structures interconnectées et leurs évaluations ont pu démontrer leurs emplois potentiels à des débits de 12.5 Gbit/s NRZ et 10.709 Gbit/s RZ. Cependant il faut bien garder à l'esprit dans quelles conditions elles doivent être testées et mises en œuvre. Par ailleurs, l'exploitation de telles structures à 40 Gbit/s NRZ semble fortement compromise.

IV.7 Conclusion

Cette étude a permis de rendre compte et de quantifier l'influence des technologies d'intégration et d'interconnexion, étudiées dans les Chapitres II et III, sur les performances du système. Pour cela nous nous sommes basé sur l'étude des principaux paramètres du diagramme de l'œil ainsi que sur l'estimation du taux d'erreur binaire en sortie de la structure. Nous nous sommes particulièrement focalisé sur trois sources de problèmes à l'origine d'une dégradation des performances du système, sources omniprésentes dans l'ensemble des modules mis en boîtier.

Pour cela, une première phase du travail a consisté à cibler le type de simulateur nécessaire et applicable à notre étude. Nous avons alors défini les signaux d'entrée permettant d'évaluer les structures étudiées. Ces signaux, à l'émission comme à la réception, se veulent être les plus réalistes possibles, découlant de mesures systèmes. La démarche adoptée ensuite a résidé dans une comparaison des résultats de la simulation électromagnétique avec ceux de la simulation circuit. Enfin, une approche orientée système a permis de constater l'influence des phénomènes observés (excitation de modes de cavité, pertes) sur la qualité de la transmission en nous basant sur une estimation du taux d'erreur binaire à partir du diagramme de l'œil en sortie de la structure.

L'étude de deux transitions, entre le connecteur hyperfréquence et la ligne de transmission puis entre la ligne et une puce, a permis de se rendre compte des différents phénomènes liés à la présence des discontinuités. Une capacité reportée sur la structure d'accueil a été étudiée en vue d'évaluer ses effets sur les performances systèmes.

Dans chacun des cas des solutions ont été proposées dans le but d'assurer une transmission respectant les contraintes définies au début de ce travail.

La finalité de ce travail a consisté à optimiser et valider une structure globale d'interconnexion garantissant un fonctionnement correct tant au niveau de la réception qu'à l'émission à des débits de 10.709 Gbit/s RZ.

Références

- [1] <http://eesof.tm.agilent.com/>
- [2] <http://www.sonnetusa.com/>
- [3] <http://www.ansoft.com/>
- [4] <http://www.appwave.com/>
- [5] F. Bodereau, D. Baillargeat, S. Verdeyme, M. Aubourg, P. Guillon, G. Jarthon, E. Rogeaux, J.L. Cazaux : *Global Electromagnetic analysis to help the conception of an active module*. IEEE MTT-S International, Vol. 3, pp. 1921-1924, 2000.
- [6] A. Chandrasekhar, S. Stoukatch, S. Brebels, J. Balachandran, E. Beyne, W. De Raedt, B. Nauwelaers, A. Poddar. *Characterization, Modelling and Design of Bond-Wire Interconnects for Chip-Package Co-Design*. 11th GAAS Symposium, Munich, 6-10 october 2003, pp. 427 – 430.
- [7] G. Gauthier, M. Van Heijningen, S. Blaisot, J. Priday, P. Quentin : *Technologie CMS pour application télécoms millimétriques*. JNM 2005, Nantes.
- [8] A. Bessemoulin, M. Parisot, P. Quentin, M. Van Heijningen, J. Priday : *A 1-Watt Ku-Band Power Amplifier MMIC using Cost-effective Organic SMD Package*. 34th European Microwave Conference, Amsterdam, 11-15 October 2004, pp. 349 – 352.
- [9] A. Assadihaghi, S. Bila, D. Baillargeat, M. Aubourg, S. Verdeyme : *Analyse et optimisation de circuits hyperfréquences intégrés par une approche électromagnétiques segmentée et paramétrée*. JNM 2005, Nantes.

Conclusion

Avec l'augmentation continue du débit à transmettre, la structure des systèmes de télécommunications a connu une incontestable évolution ces dernières années. Le travail présenté dans ce mémoire est focalisé sur les conséquences liées à une intégration forte des différents composants constituant le système. Dès lors, la très large bande passante des dispositifs à concevoir ou encore l'apparition de divers phénomènes électromagnétiques sont autant de difficultés et de problèmes à prendre en compte dans l'objectif d'assurer des transmissions à haut débit fiables et de qualité.

Les dispositifs abordés dans ce travail sont intégrés dans des architectures complexes, et c'est pourquoi il nous a paru important de les situer dans leur environnement général. Une première phase a donc consisté à présenter les réseaux de communications utilisés dans les transmissions à haut débit sur fibre optique. Les notions de codage des données, mais également la manière de caractériser les dispositifs de transmission ont été présentées. Par conséquent, les principaux composants constituant l'émission et la réception d'un transceiver à 10 Gbit/s développé pour des applications longues distances sur fibre optique ont été décrits. Des ordres de grandeur des caractéristiques essentielles de ces composants sont évoqués, toujours dans un même objectif de conserver l'intégrité du signal à transmettre. Notre travail a plus particulièrement consisté à aider le concepteur lors du choix de la technologie d'interconnexion entre les différents composants à mettre en œuvre, puis à étudier les transitions courantes des structures d'émission et de réception, transitions omniprésentes lorsqu'on intègre ce genre de dispositifs.

Le travail réalisé a permis de mettre en avant quelques uns des problèmes relatifs à la réalisation des modules utilisés dans les transmissions à haut débit par fibre optique, à l'émission comme à la réception. Aussi le concepteur doit prendre en compte de nombreux paramètres pour intégrer les différents éléments constituant les dispositifs d'émission et de réception. Il est ainsi nécessaire de faire des choix judicieux, d'une part, concernant la structure de propagation, qui doit être la mieux adaptée à l'application développée et, d'autre part, sur la manière d'assembler les différentes briques élémentaires des dispositifs utilisés dans les transmissions à haut débit sur fibre optique.

Le choix de la technologie à adopter pour la structure de propagation dépend de différents critères liés aux contraintes de l'application. Plusieurs choix sont possibles, dont la ligne microruban, la ligne coplanaire (*CPW*) ou la ligne coplanaire à plan de masse inférieur (*CBCPW*). Après avoir étudié d'un point de vue théorique le comportement de ces lignes,

nous avons choisi d'utiliser la ligne *CBCPW*. Cette dernière permet en effet une grande souplesse d'utilisation associée à des performances en adéquation avec les applications envisagées. Des résultats de simulation électromagnétique des performances de diverses structures, appuyés par les caractérisations de ces mêmes structures, ont permis de définir des règles de conception des sous systèmes utilisant ces lignes.

Suite au choix de la ligne de propagation, nous avons abordé le problème de l'intégration de diverses structures dans un boîtier connecté. Après avoir fixé comme objectif d'avoir un taux d'erreur binaire inférieur à 10^{-12} en sortie des structures considérées, et ce pour différentes amplitudes de signaux d'entrée (en sortie d'un amplificateur, en sortie d'un multiplexeur et en sortie d'un photorécepteur), nous avons testé plusieurs types de transitions. Chacune d'entre elles est traitée tout d'abord par le biais de la simulation électromagnétique de la structure, à laquelle sont confrontés les résultats de la caractérisation de cette même structure lorsque cela est possible. Ensuite, un schéma électrique équivalent de la transition est proposé, afin de faciliter l'étude de ces systèmes et de limiter le temps calcul associé. Enfin, une évaluation « système » permet de quantifier les dégradations engendrées par la transition en terme de taux d'erreur binaire.

L'étude des différentes transitions « classiques » a permis de soulever des points sur lesquels il est nécessaire de prêter une grande attention lors de la phase de conception afin de ne pas dégrader les performances du système. Ainsi, l'apparition de résonances ou des pertes trop importantes dans la bande de fréquences utile des applications induisent une dégradation des paramètres du diagramme de l'œil (augmentation de la gigue de phase, augmentation des niveaux de « 1 » et de « 0 »). Pour chacune de ces transitions des solutions sont proposées afin d'améliorer la qualité de la transmission.

Nous avons pu montrer que les interconnexions employées peuvent amener à la réalisation de structures fonctionnant à la réception à 10 Gbit/s RZ. Une extension à 40 Gbit/s au format NRZ n'est cependant pas possible avec les technologies proposées. L'emploi de techniques d'interconnexion plus performantes telles que la technique « Flip Chip » devient incontournable. D'autre part la structure *CBCPW* employée est également limitée, il conviendrait alors de mêler les technologies de lignes microruban et *CBCPW* pour pouvoir bénéficier des facilités de report de composants tout en garantissant les performances « systèmes ». Une attention particulière devrait alors être portée sur la transition entre ces deux types de lignes.

Cependant l'emploi de nouveau format de codage (de type modulation de phase *PSK*) sur fibres optiques, associé à des techniques de compensation électroniques ou optiques, permet de relâcher les tolérances sur certains paramètres au niveau des performances en terme de bande passante tout en garantissant des débits de 40 Gbit/s. Dans ce cadre la technologie étudiée dans ces travaux est potentiellement envisageable.

Publications personnelles

C. Lupi, P. Chanclou, V. Toraille, G. Lanoe, M. Le Pipec, S. Mottet, R. Soares, S. Toutain and D. Pureur : *Simple Elegant Optical Coupling Method For 20 GHz and 40-Gb/s Photoreceiver*. IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, Vol. 12, Issue 5, pp 940-944, Sept.-Oct. 2006.

