

UNIVERSITE DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTE des Sciences

Année : 2005

Thèse N° 24-2005

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

**Discipline / Spécialité : Electronique des Hautes Fréquences et
Optoélectronique**

présentée et soutenue par

Stéphane DELLIER

le 18 Juillet 2005

Contributions à la conception des circuits micro-ondes

**Outil informatique d'assistance à la conception et méthodologie de
conception de drivers pour la génération d'impulsions optiques**

Thèse dirigée par le Professeur Michel Campovecchio

JURY :

R. QUERE	Professeur à l'Université de Limoges	Président
E. BERGEAULT	Professeur à l'ENST de Paris	Rapporteur
J.L. GAUTIER	Professeur à l'ENSEA de Cergy	Rapporteur
D. BAILLARGEAT	Professeur à l'Université de Limoges	Examineur
F. BLACHE	Ingénieur Alcatel – Thales III-V Lab	Examineur
M. CAMPOVECCHIO	Professeur à l'Université de Limoges	Examineur
C. DUPERRIER	Maître de Conférence à l'ENSEA de Cergy	Examineur
L. LAPIERRE	Expert CNES	Examineur
A. MALLET	Ingénieur CNES	Examineur

Remerciements

Ces travaux ont été réalisés à l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Micro-ondes (IRCOM), unité mixte de recherche CNRS-Université de Limoges, dirigée par le Professeur A. BARTHELEMY.

J'exprime ma vive reconnaissance à Monsieur R. QUERE, Professeur à l'Université de Limoges, pour m'avoir accueilli au sein de l'équipe «Circuits et Sous-Ensembles Electroniques Non Linéaires».

J'exprime également toute ma gratitude à Messieurs E. BERGEAULT, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (ENST) de Paris et J.L. GAUTIER, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure de l'Electronique et de ses Applications (ENSEA) de Cergy-Pontoise, qui ont accepté de juger ce travail en qualité de rapporteurs.

Mes remerciements vont à Monsieur F. BLACHE, Ingénieur à Alcatel-Thales III-V Lab, pour son intérêt et sa participation très forte dans le domaine des mesures, des montages des modules, et sa gestion du projet.

Mes remerciements vont également à Messieurs L. LAPIERRE et A. MALLET, Expert et Ingénieur au Centre National d'Etudes Spatiales (CNES), sans lesquels rien n'aurait été possible, pour leur intérêt et leur motivation sans faille dans le développement de l'assistant.

Je tiens tout particulièrement à témoigner ma gratitude à M. CAMPOVECCHIO, Professeur à l'Université de Limoges, pour les conditions de travail et d'encadrement idéales dans lesquelles ce sont déroulées ce travail. Il a su durant ces années de thèse me faire partager ses connaissances scientifiques et sa passion pour le domaine des micro-ondes, et de la conception de circuits en particulier. Je le remercie pour sa disponibilité, son implication, son enthousiasme, et la confiance qu'il m'a toujours accordé.

Je remercie D. BAILLARGEAT, Professeur à l'Université de Limoges, et C. DUPERRIER, Maître de Conférence à l'ENSEA de Cergy-Pontoise, d'avoir accepté de participer à ce jury.

J'associe à mes remerciements tous les membres de l'équipe « circuits actifs », de Limoges et de Brive, pour l'ambiance conviviale dans laquelle s'est déroulée cette thèse, et pour avoir contribué de près ou de loin à l'accomplissement de ce travail, ainsi que Marie-Claude LEROUGE, pour sa gentillesse et son efficacité.

Bien sûr, un grand merci à tous les thésards que j'ai eu l'occasion de côtoyer durant ces années (ils se reconnaîtront), anciens et nouveaux, pour tous les bons moments partagés, les discussions, les cafs, les soirées ...

Table des matières

Introduction générale	2
Partie A : Driver MMIC en technologie pHEMT AsGa à 40GHz de modulateur électro-absorbant InP pour la génération d'impulsions optiques	4
I. Introduction.....	6
II. Les systèmes de communication sur fibre optique	8
II.A. Généralités	8
A.1. Le support de transmission	8
A.2. Les éléments du bloc de transmission.....	14
A.3. Le module d'émission.....	17
A.4. Le module de réception.....	27
A.5. Les techniques de transmission pour la montée en débit	33
II.B. La prochaine hiérarchie haut-débit à 160 Gbit/s.....	37
B.1. Le projet TOPRATE	37
B.2. La génération d'impulsions optiques	39
B.3. Les modulateurs électro-absorbants.....	41
B.4. Principe de la génération d'impulsions à partir d'un MEA	47
B.5. Principales réalisations de générateurs d'impulsions à partir de MEA	49
III. Conception en technologie pHEMT AsGa d'un driver MMIC à 40 GHz de modulateur électro-absorbant pour la génération d'impulsions optiques	52
III.A. Caractéristiques et modélisation du MEA InP d'Opto+	53
A.1. Structure	53
A.2. Mesure et modélisation du taux d'extinction statique	54
A.3. Modèle électrique équivalent	57
III.B. Spécifications du driver MMIC	59
III.C. Topologie du driver actif.....	61
C.1. Cellule cascode	62
C.2. Quadripôles de polarisation et d'adaptation.....	63
III.D. Méthode de conception	67

D.1.	Circuit 2-ports linéaire C1.....	67
D.2.	Circuit 2-ports linéaire C2.....	69
D.3.	Circuit 2-ports non-linéaire C3	69
III.E.	Performances simulées.....	71
E.1.	Layout et performances.....	71
E.2.	Comportement en puissance	75
E.3.	Stabilité	77
E.4.	Dispersion du circuit MMIC	79
E.5.	Dispersion du modulateur.....	81
III.F.	Réalisation du circuit et mesures	83
F.1.	Réponse électrique du driver.....	84
F.2.	MEA de 200 μm de long.....	85
F.3.	Réponse électro-optique.....	87
F.4.	Mesures d'impulsions optiques.....	88
IV.	Conclusion - Perspectives	92
	Bibliographie.....	96
Partie B : Assistant à la conception des circuits micro-ondes.....		104
I.	Introduction.....	106
II.	La conception des circuits MMIC.....	109
II.A.	Le choix des composants actifs.....	109
A.1.	Les transistors à effet de champ	110
A.2.	Les transistors bipolaires.....	116
A.3.	Comparaison des différents types de transistor.....	121
II.B.	La conception d'un amplificateur de puissance bande étroite	125
B.1.	Les spécifications.....	125
B.2.	Les choix initiaux et le pré-dimensionnement de l'amplificateur.....	126
B.3.	Conception de l'amplificateur.....	136
B.4.	Stabilité de l'amplificateur.....	153
III.	Développement d'un assistant à la conception des circuits micro-ondes	164
III.A.	Environnement informatique	166
A.1.	La base de données	167
A.2.	Les Interfaces Homme-Machine (IHM).....	170
A.3.	Architecture et fonctions principales de l'application	174
A.4.	Les fichiers templates et les programmes applicatifs.....	182

III.B.	Bibliothèque technologique	184
B.1.	Contenu	184
B.2.	Mode de gestion	186
B.3.	Implémentation	187
III.C.	Module dédié aux amplificateurs de puissance bande-étroite	192
C.1.	Les spécifications	193
C.2.	Le pré-dimensionnement de l'amplificateur	195
C.3.	Le cœur du guide de conception	197
IV.	Conclusion - Perspectives	200
	Bibliographie.....	202
	Conclusion générale.....	206
	Liste des publications.....	210
	Abstract :	212
	Résumé.....	213

Introduction générale

Les avancées technologiques des circuits intégrés micro-ondes sont la clé pour ouvrir et exploiter pleinement de nouvelles opportunités de marché, comme on a pu le constater cette dernière décennie avec l'explosion des télécommunications mobiles. Les circuits intégrés micro-ondes sont en effet au cœur d'un large éventail de systèmes, pour les télécommunications, les applications militaires, ou encore dans des secteurs tels que l'aérospatial ou l'automobile. Et ce sont bien les avancées technologiques dans la fabrication des composants semi-conducteurs pour la montée en puissance, la montée en fréquence, ou le faible bruit, qui vont permettre le développement de nouveaux systèmes.

Néanmoins, lorsqu'une technologie a atteint un seuil de maturité suffisant pour pouvoir être utilisée pour la production de puces en grande quantité, il s'agit d'exploiter cette technologie au maximum de ses possibilités. Cela passe alors par la recherche d'architectures de circuit spécifiques, et la mise en œuvre de nouvelles méthodes d'analyse et de conception. C'est donc sur le concepteur de circuit que se reportent les exigences techniques et économiques pour ces circuits. Dans le même temps, les techniques et les outils utilisés par le concepteur des circuits n'ont cessé de s'améliorer, rendant la conception des circuits toujours plus réaliste, et plus proche de la réalité physique du circuit.

Le concepteur de circuit doit donc à la fois faire preuve d'adaptabilité, afin de pouvoir suivre les évolutions technologiques, et avoir une démarche de conception appropriée et structurée, intégrant plusieurs niveaux de connaissance, des architectures de circuit à la maîtrise des outils modernes de CAO, en passant par les méthodologies d'analyse et de conception.

Ce manuscrit, articulé en deux parties, traite de ces différents aspects de la conception des circuits micro-ondes, avec en filigrane comme axe de recherche, comment structurer des méthodologies de conception efficaces, tout en gardant le maximum de degrés de liberté dans la conception, de manière à pouvoir innover sans cesse. Les deux parties de ce manuscrit concernent :

- La réalisation d'un driver MMIC en technologie pHEMT AsGa à 40 GHz de modulateur électro-absorbant InP pour la génération d'impulsions optiques.

Ce travail a pour objectif de démontrer l'intérêt de sources d'impulsions optiques à partir de modulateurs électro-absorbant (MEA), pour les systèmes OTDM à 160 Gbit/s. Pour cela, une méthodologie de conception spécifique d'amplificateur a été développée, qui permet la prise en compte directe du composant optique, et de ses caractéristiques, dans la phase de CAO hyperfréquence de conception du driver de commande. Ce travail a été réalisé en étroite collaboration avec le laboratoire Alcatel – Opto+, et illustre bien la nécessité d'adapter les méthodologies classiques de conception à de nouvelles technologies, ou comme ici à de nouveaux domaines d'application.

- Le développement d'un outil d'assistance à la conception des circuits microondes.

D'une manière plus générale, ce travail mené en collaboration avec le CNES, pour lequel il s'agit de structurer et d'organiser le processus de conception, a pour but de mettre à la disposition des concepteurs un outil informatique à même de leur faire gagner du temps dans la mise en œuvre des méthodologies de conception, de leur permettre de maîtriser la fonction micro-onde, et d'assurer la sauvegarde et la diffusion du savoir-faire des concepteurs.

Partie A : Driver MMIC en technologie
pHEMT AsGa à 40GHz de modulateur
électro-absorbant InP pour la génération
d'impulsions optiques

I. Introduction

La croissance spectaculaire du trafic Internet et l'augmentation de la demande de transmission de données, obligent les opérateurs de réseau à augmenter toujours plus la capacité de transmission de leurs réseaux terrestres en fibre. On prévoit que ces réseaux devront sous peu offrir des capacités de plusieurs téraoctets sur une seule fibre. En complément à l'utilisation du multiplexage en longueur d'onde dense (DWDM), les capacités de transmission devront être augmentées en utilisant le plus fort débit par canal de longueur d'onde possible.

Actuellement, le débit par canal est limité à 40 Gbit/s, principalement par les technologies semi-conducteur de la partie électronique. Les premiers systèmes fonctionnant à 40 Gbit/s sont actuellement introduits, mais cette technologie connaît néanmoins des débuts très difficiles. En effet, si le fait d'augmenter le débit par canal permet d'avoir plus de services avec moins d'équipement, les critiques formulées envers la technologie 40 Gbit/s sont nombreuses : les composants optiques et électroniques sont encore trop chers, la technologie manque de maturité, et de plus elle n'est pas prête pour une production de masse et un déploiement à grande échelle. Cette technologie a vu le jour dans des laboratoires de recherche, avec le souci de faire avancer l'état de l'art, sans modèle économique sous-jacent précis. Or c'est bien la viabilité économique qui permet l'émergence réelle d'une technologie.

Les opérateurs et équipementiers cherchent aujourd'hui à passer directement à l'étape suivante, c'est-à-dire à un débit de 160 Gbit/s par canal de longueur d'onde. Ces systèmes 160 Gbit/s reposent sur le multiplexage temporel dans le domaine optique (OTDM) : les différents signaux sont multiplexés et démultiplexés dans le temps en utilisant des technologies optiques à très grande vitesse. Ces systèmes peuvent être construits à partir de débits soit à 10 Gbit/s soit à 40 Gbit/s par canal OTDM. Afin de limiter la complexité de la partie optique du système, la technologie ETDM la plus performante doit être utilisée. Ces systèmes 160 Gbit/s sont donc des systèmes OTDM 4x40 Gbit/s.

Pour ces systèmes OTDM 160 Gbit/s, étant donné qu'il s'agit d'un multiplexage temporel dans le domaine optique de 4 voies à 40 Gbit/s, il est crucial de disposer de sources d'impulsions optiques très performantes. Il est en effet nécessaire d'avoir des impulsions

optiques très courtes, avec un fort taux d'extinction optique, et à un taux de répétition de 40 GHz, afin d'éviter les recouvrements lors du multiplexage, et donc de prévenir les interférences inter-symboles. De plus, pour ne pas pénaliser la transmission des signaux générés, la source optique doit présenter le moins de « chirp » possible, et présenter une grande stabilité dans le temps et donc très peu de jitter. Les exigences sur la source optique sont donc très fortes, et une des solutions pour y répondre consiste à associer un laser continu suivi d'un modulateur électro-absorbant (MEA) commandé par un driver.

Le travail présenté dans cette partie, qui concerne la conception en technologie pHEMT AsGa 0.15 μm d'un driver de commande d'un MEA à 40 GHz, s'attache à démontrer l'intérêt de ces sources d'impulsions optiques à partir de MEA, pour les systèmes OTDM à 160 Gbit/s. Une méthode de conception spécifique du driver électronique du MEA a été développée, afin d'optimiser efficacement les caractéristiques des impulsions optiques générées par la fonction driver + MEA, plutôt que de s'attacher uniquement aux performances électriques du driver.

Ce travail a été réalisé en étroite collaboration avec le laboratoire Alcatel Opto+, à partir de leur propre technologie de modulateurs sur InP, et de leur savoir faire dans la conception et l'intégration de modules électro-optiques.

II. Les systèmes de communication sur fibre optique

II.A. Généralités

Les systèmes de communication sur fibres optiques, comme tous les systèmes de communication, sont constitués d'un émetteur, d'un canal de transmission, et d'un récepteur. Les paragraphes suivants visent donc à décrire de manière synthétique les différents éléments qui constituent un système de transmission optique.

A.1. Le support de transmission

Comment parler des systèmes de communication optique sans présenter ce qui constitue le support de ces communications, et ce qui a permis l'essor de cette technologie, à savoir la fibre optique [1][2][3]. Comparativement aux autres supports de transmission existants, la fibre optique présente de nombreux avantages qui justifient son introduction dans les systèmes de transmission.

Ces avantages sont, tout d'abord, des avantages en terme de performances, avec une bande passante optique très grande, n'ayant aucune commune mesure avec les bandes passantes des supports électriques classiques. De plus, l'atténuation due au support de communication s'avère très faible, ce qui permet de couvrir des distances plus grandes sans nécessité d'installer des répéteurs.

La fibre optique présente également des avantages de sécurité électrique et électromagnétique. Elle permet une isolation totale entre les terminaux ainsi qu'une utilisation en milieux à fortes contraintes. La fibre optique est donc insensible aux parasites électromagnétiques, et n'en créant pas elle-même, elle assure ainsi une inviolabilité presque totale.

Enfin, les facilités de mise en œuvre qu'elle présente, à la fois par sa petite taille, sa grande souplesse et son faible poids, combinés à un coût raisonnable, lui confère un avantage économique sur les autres supports de transmission.

1.a. Présentation générale des fibres

Le principe de guidage de la lumière dans une fibre optique repose sur une suite de réflexions entre deux milieux d'indices de réfraction différents : une partie centrale appelée le cœur et une gaine périphérique, d'indice sensiblement inférieur. Après injection dans le cœur de la fibre, la lumière est ainsi confinée et peut se propager sur de longues distances. La plupart des fibres sont fabriquées à partir de silice, matériau abondant et bon marché.

Il existe deux types de fibres optiques. La première est la fibre multimode (ou MMF pour *MultiMode Fiber*). Elle est généralement utilisée pour de courtes distances (réseaux locaux ne s'étendant pas sur plus de deux kilomètres). Il y a deux principaux types de fibre multimode : à saut d'indice et à gradient d'indice. La fibre à saut d'indice, la plus classique, provoque une grande dispersion des signaux la traversant, générant une déformation du signal reçu. La fibre à gradient d'indice apporte deux améliorations à la fibre à saut d'indice : le cœur est deux à quatre fois plus petit, et il est constitué de couches successives pour permettre de mieux guider le rayon lumineux et ainsi réduire la déformation du signal.

Le second type de fibre optique est la fibre monomode (ou SMF pour *Single Mode Fiber*). Son cœur extrêmement fin (entre 8 et 10 μm) fait que le chemin de propagation des différents modes est pratiquement direct (Figure II-1). La dispersion modale devient quasiment nulle.

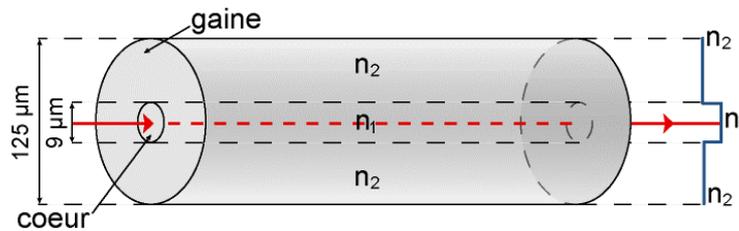


Figure II-1 : Profil d'une fibre monomode à saut d'indice

L'atténuation en dB/km de ce type de fibres est moins importante que dans les fibres multimodes. La transmission des données y est assurée par des lasers optiques émettant des longueurs d'onde lumineuse de 1300 à 1550 nm. Les fibres monomodes les plus récentes sont compatibles avec la technologie de multiplexage dense en longueur d'onde (DWDM). Ces fibres sont utilisées pour les liaisons à longue portée dont elles peuvent soutenir les hauts débits sur des distances très grandes, et sont les fibres utilisées dans cette étude.

Les principales caractéristiques d'une fibre optique sont l'atténuation, la dispersion chromatique, la polarisation et les effets non-linéaires, que nous allons présenter.

1.b. L'atténuation

La puissance lumineuse à l'intérieur de la fibre s'atténue lors de sa propagation dans le milieu. Ces pertes sont dues aux fluctuations de la densité du matériau à des échelles inférieures à la longueur d'onde considérée, phénomène plus connu sous le nom de diffusion Rayleigh, et à l'absorption induite par la présence d'impuretés.

En général, on donne la puissance de l'onde électromagnétique, à la longueur d'onde λ , ayant parcourue une distance z , en fonction de la puissance incidente par la formule :

$$P(z) = P(0)\exp\left(-\frac{\ln(10)}{10}\alpha_{\text{dB}}(\lambda)z\right)$$

$\alpha_{\text{dB}}(\lambda)$ est le coefficient d'atténuation, exprimé en dB/km, à la longueur d'onde λ .

L'évolution de ce coefficient en fonction de la longueur d'onde est représentée Figure II-2 pour une fibre standard en silice :

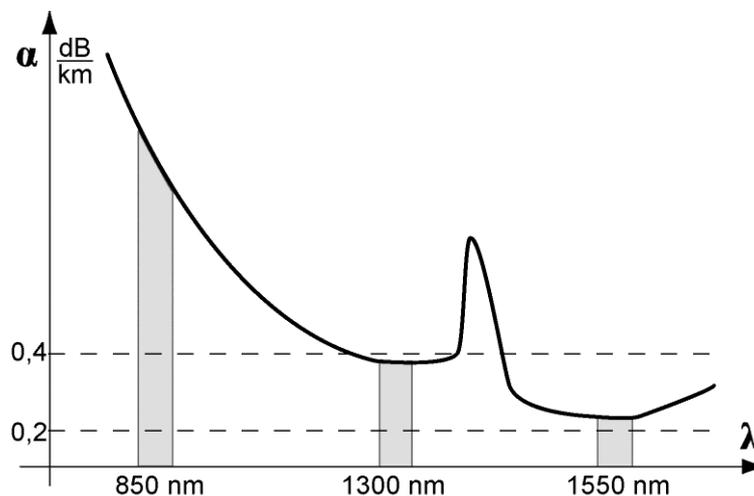


Figure II-2 : Atténuation spectrale d'une fibre standard en fonction de la longueur d'onde

Dans le but d'augmenter le produit *débit – distance entre répéteurs*, une atténuation faible de la fibre est un impératif. L'observation de la Figure II-2 nous indique les trois fenêtres de longueur d'onde utilisables avec des fibres conventionnelles (autour de 0,8, 1,3 et 1,5 μm).

1.c. La dispersion chromatique

Les propriétés optiques d'un matériau diélectrique comme la silice sont dépendantes de la fréquence optique du rayonnement qui le traverse. La silice est un matériau dit dispersif car son indice de réfraction dépend de la longueur d'onde. Il en résulte que le temps de propagation de groupe dépend de la longueur d'onde λ . Dans le cas d'un signal issu d'une source émettant sur une raie de largeur $\delta\lambda$, ces temps de propagation vont s'étaler sur une certaine durée. Le paramètre de dispersion chromatique (D) est défini comme la dérivée du temps de propagation de groupe par rapport à la longueur d'onde, pour une longueur de fibre de 1 km. Il est généralement donné en ps/(nm.km), les picosecondes correspondant à l'élargissement temporel, les nanomètres à la largeur spectrale et les kilomètres à la longueur de fibre.

La Figure II-3 montre l'évolution du paramètre D en fonction de la longueur d'onde :

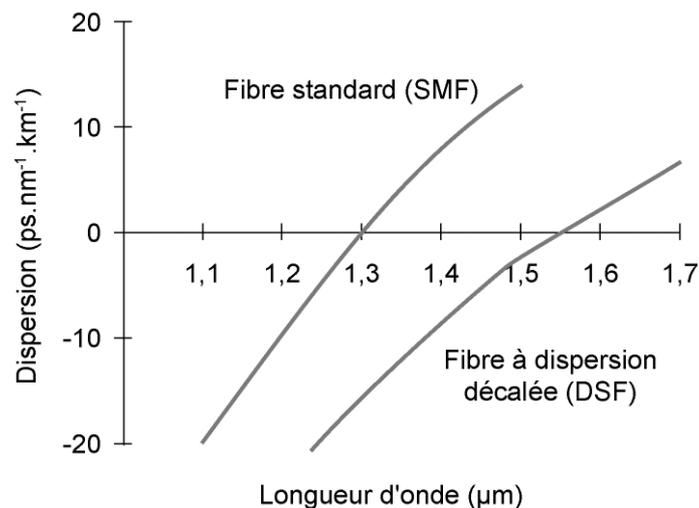


Figure II-3 : Variation de la dispersion en fonction de la longueur d'onde pour une fibre standard (SMF) et une fibre à dispersion décalée (DSF)

Au vu de cette courbe, on remarque que pour une fibre standard [4], la dispersion chromatique a une faible influence dans la fenêtre autour de 1,3 μm , alors qu'elle devient un obstacle pour les transmissions rapides à 1,55 μm , où l'atténuation est la plus faible. Pour résoudre ce problème sont apparues les fibres à dispersion décalée [5] dites DSF (pour *Dispersion Shifted Fibre*) ayant un zéro de dispersion à 1550 nm, obtenues grâce à une modification du profil d'indice du cœur de la fibre.

La dispersion chromatique est un facteur majeur de limitation des performances des systèmes de transmission sur fibre à haut débit puisqu'elle entraîne un élargissement temporel des impulsions qui, au bout d'une certaine distance, provoque un recouvrement générateur d'interférences inter-symboles. On estime que la distance maximale de propagation en présence de dispersion chromatique est donnée par $\cong 1/(DB^2)$ où B est le débit (exprimé en bit/s). On obtient ainsi une émission sur 1000 km (respectivement 60 km) pour des communications à 2.5Gbit/s (10 Gbit/s) à 1.55 μm . L'introduction de filtres dispersifs ou de fibres à dispersion négative sur la ligne de transmission permet de compenser cet effet sous réserve que la conception de ces derniers soit adaptée à la ligne à compenser, et tienne compte de la variation de D avec la longueur d'onde.

1.d. La dispersion modale de polarisation

Le mode fondamental d'une fibre unimodale correspond en fait, pour une fibre idéale, à deux modes dégénérés qui sont polarisés orthogonalement. A priori, la symétrie cylindrique des fibres optiques leur confère un comportement identique pour tous les états de polarisation. Cependant, les défauts de fabrication ainsi que les contraintes mécaniques ou thermiques brisent cette symétrie. Il est généralement admis que les déformations rendent le cœur elliptique et que la vitesse de propagation selon les deux axes de l'ellipse n'est pas la même. Cette dispersion modale de polarisation [6] (ou PMD pour *Polarization Mode Dispersion*) se modélise comme l'apparition d'une légère biréfringence, se traduisant par une différence d'indice effectif entre les deux axes de polarisation (un lent, l'autre rapide).

Lorsque l'on envoie un signal sur une fibre biréfringente, sans se soucier de sa polarisation, on excite les deux modes à la fois. Chacun d'entre eux a son propre temps de propagation de groupe. Ce décalage des temps de propagation de groupe (ou DGD pour *Differential Group Delay*) provoque le dédoublement du signal en sortie de la fibre (Figure II-4), et donc un brouillage de l'information.

Une caractéristique essentielle de ce phénomène réside dans son caractère aléatoire et lentement variable dans le temps, conduisant à une étude statistique de la valeur instantanée de la PMD[7]. La fibre optique apparaît ainsi comme un milieu fluctuant. La PMD, dans les fibres standard de télécommunications, est de l'ordre de 0.05 ps/ $\sqrt{\text{km}}$.

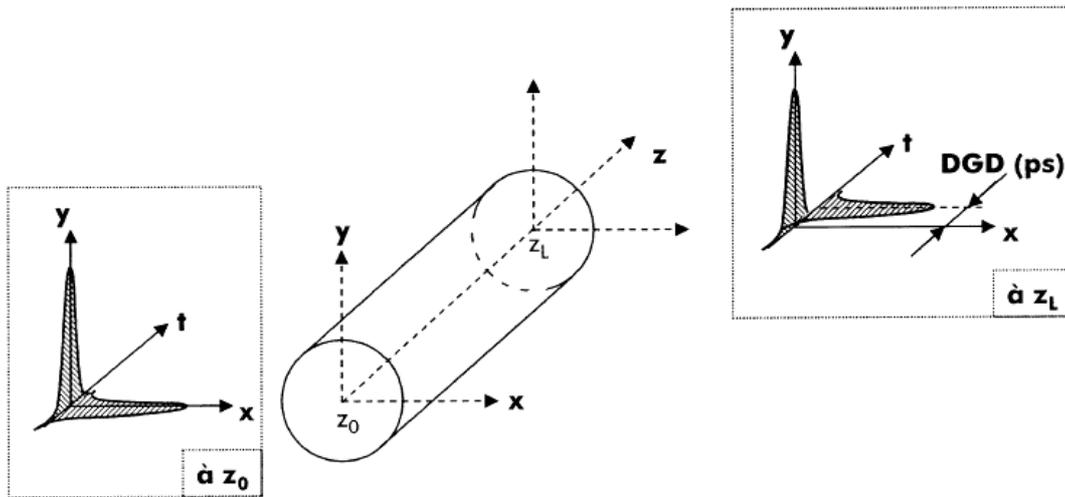


Figure II-4 : Illustration de la différence du temps de propagation des deux modes

Ce décalage a souvent été négligé jusqu'à nos jours car ce n'était pas le facteur limitatif. Cependant, il devient gênant pour les communications à 40 Gbit/s se propageant sur plus de 200 km [8].

1.e. Les effets non-linéaires

Aujourd'hui, les systèmes de transmission à haut débit utilisent des amplificateurs de puissance à l'émission, ce qui conduit à des puissances très importantes injectées dans la fibre. De plus, la puissance optique couplée dans les fibres se trouve confinée sur de très faibles surfaces du fait de la petite dimension de leur zone guidante. Il en résulte des effets non-linéaires [9] qui vont dégrader les performances des fibres optiques.

i L'effet Kerr

Sous l'action d'un champ lumineux intense, l'indice de réfraction d'un milieu transparent accuse une variation considérée en première approximation comme locale et instantanée. Ce phénomène non-linéaire est connu sous le nom d'effet Kerr optique. Une des conséquences directes de la variation non-linéaire de l'indice de réfraction en fonction de la puissance lumineuse injectée est un déphasage auto-induit du signal. L'impulsion est affectée d'une modulation de phase parasite qui croît avec la distance. La modulation de phase, combinée à la dispersion chromatique, conduit à un élargissement temporel des signaux se propageant dans la fibre.

De plus, lorsque le champ électrique comporte plusieurs fréquences ou vecteurs d'onde différents, cette non-linéarité induit une modulation de phase croisée, ainsi que des phénomènes connus sous le nom de mélange à trois ou quatre ondes, sources d'intermodulations entre les différents canaux d'un système de transmission utilisant plusieurs longueurs d'onde.

ii Les effets Raman et Brillouin

Les diffusions Raman et Brillouin stimulées sont deux phénomènes non-linéaires intervenant dans les fibres. Elles correspondent à l'excitation résonnante, par l'application d'un champ lumineux intense, de niveaux de vibrations moléculaires pour la diffusion Raman (phonons optiques) et hypersonores pour la diffusion Brillouin (phonons acoustiques). Ces effets non-linéaires impliquent la génération et le transfert d'énergie vers d'autres fréquences optiques, décalées de la fréquence du phonon par rapport à la fréquence d'excitation (GHz pour le Brillouin, THz pour le Raman). Ils présentent un accord de phase automatique car ils proviennent de l'amplification résonante du bruit de diffusion spontanée Raman ou Brillouin.

L'effet Raman est le plus connu, tandis que l'effet Brillouin est négligeable en régime picoseconde de par son temps de réponse de l'ordre de la nanoseconde.

A.2. Les éléments du bloc de transmission

Comme nous venons de le voir dans le paragraphe précédent, l'atténuation le long des fibres optiques est un des facteurs principaux qui limitent la distance de transmission des systèmes optiques de télécommunications. Pour augmenter les distances de transmission, il est nécessaire de régénérer le signal à intervalle régulier dans la fibre.

La première solution pour y parvenir est l'utilisation de répéteurs régénérateurs optoélectroniques. Ce type de répéteur convertit le signal optique en un signal électrique à l'aide d'une photodiode. Le signal est alors amplifié électriquement, puis reconvertit en un signal optique. Cependant, ces répéteurs, tant par leurs capacités restreintes (conversion optoélectronique, complexité pour un système multi-canaux) que par leur coût élevé ont conduit à étudier et à développer des systèmes amplifiant directement le signal optique. Ces amplificateurs se répartissent en deux catégories : les amplificateurs à semi-conducteur et ceux à fibre en fonction du milieu qui les compose.

2.a. Les amplificateurs à semi-conducteur

Un amplificateur à semi-conducteur (ou SOA pour *semiconductor optical amplifier*) est constitué d'une jonction p-n à l'intérieur de laquelle est insérée une couche d'environ 0.1 mm d'un matériau semiconducteur de bande interdite plus faible que celles des zones avoisinantes mais de structure cristalline très proche (même constante de réseau). Cette couche centrale, aussi appelée zone active, sert à confiner à la fois les porteurs de charge (électrons et trous) et les photons. Lorsque la jonction est polarisée en direct, il se crée une inversion de population, c'est-à-dire une injection de porteurs (électrons) dans l'état d'énergie supérieur. Le passage d'un photon de longueur d'onde correspondant à la bande interdite de la zone active provoque alors l'émission d'un autre photon à la même longueur d'onde par recombinaison radiative d'un électron avec un trou. L'amplification du signal optique résulte alors de cette production de photons, connue sous le nom d'émission stimulée.

Ce phénomène est celui utilisé par les lasers à semi-conducteur, la différence pour les amplificateurs étant le dépôt de miroirs anti-réflexion sur les faces clivées, ce qui empêche la création d'une oscillation [10].

Les principaux avantages de ce type d'amplificateur optique sont sa compacité, la simplicité du pompage électrique, sa grande bande passante optique [11], ainsi que les opportunités offertes en terme d'intégration et de fabrication en grand nombre.

Cependant, ces amplificateurs présentent un certain niveau de bruit (émission spontanée) ainsi que de fortes non-linéarités dans les conditions de saturation du gain, nécessitant l'utilisation de structures à multi-puits quantiques.

Ces amplificateurs ne présentent pas encore toutes les caractéristiques nécessaires pour une utilisation dans les systèmes terrestres haut-débit et large bande. Leur puissance de sortie reste en effet limitée et la rapidité de la réponse de leur gain les rend sensibles au débit utilisé.

2.b. Les amplificateurs à fibre dopée

Les amplificateurs à fibre dopée [12] [13] (ou EDFA pour *Erbium-Doped Fiber Amplifier*) reposent également sur le phénomène d'émission stimulée que l'on vient de voir. A la différence des amplificateurs à semi-conducteurs, le milieu amplificateur est cette fois-ci le cœur d'une fibre optique monomode dopée avec des ions de terre rare (l'ion Erbium Er^{3+} pour

l'amplification autour de $1.55\mu\text{m}$). L'inversion de population du milieu amplificateur quant à elle n'est plus réalisée avec une polarisation électrique mais à l'aide d'un pompage optique. Un multiplexeur permet de coupler avec le signal à l'intérieur de la fibre, un flux lumineux puissant provenant d'une diode laser de pompe. Les longueurs d'onde de pompe doivent permettre des transitions vers les états excités des ions de terre rare et créer l'inversion de population. La suite du processus de l'amplification (émission stimulée) est identique à celle vue dans le paragraphe précédent.

Plusieurs possibilités de pompage optique peuvent être utilisées, co-directionnel, contre-directionnel ou bi-directionnel. Cette dernière solution avec un double pompage aux deux extrémités permet d'augmenter et d'uniformiser l'inversion de population dans la fibre dopée et donc l'amplification du signal.

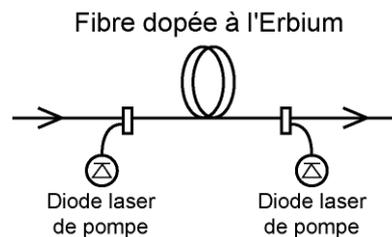


Figure II-5 : Amplification de type EDFA avec pompage bidirectionnel

Les performances de ces amplificateurs dépendent bien entendu de la concentration d'ions à terre rare dans la fibre, du niveau de la pompe, de la puissance du signal à l'entrée de l'amplificateur, de la longueur d'onde du signal, ou encore de la longueur de la fibre. En général, un compromis est à faire entre les principaux critères de performance que sont le gain, le rendement, la puissance de saturation et le facteur de bruit [14].

Enfin, les amplificateurs à fibre dopée ont une large bande passante (1530-1560 nm) pour laquelle le gain est quasiment identique, ce qui les rend intéressants dans la perspective d'amplifier simultanément plusieurs signaux multiplexés en longueur d'onde. C'est aujourd'hui la technique d'amplification optique la plus mature et au demeurant la seule présente dans les systèmes installés.

2.c. L'amplification Raman distribuée

De nombreuses recherches sont encore en cours pour optimiser l'amplification Raman distribuée ainsi que pour son intégration dans les systèmes de transmission. L'amplification Raman distribuée consiste à injecter dans la fibre un signal continu de forte puissance à une longueur d'onde plus courte d'environ 100 nm que la longueur d'onde des signaux, pour les amplifier par l'effet non linéaire Raman évoqué au §II.A.1.e.ii. Il est important de noter que la faible efficacité de la conversion de puissance induit que de grandes distances de propagation (>1km) sont généralement requises.

L'effet Raman offre une amplification sur une large bande [15] à condition de multiplexer plusieurs diodes de pompe, à des longueurs d'onde différentes, dans la fibre. Cette amplification multi-pompes peut être employée pour combler la plage spectrale non couverte par les EDFA, pour améliorer l'homogénéité du gain d'amplification, ou pour compenser les effets Raman dans les télécommunications multiplexées en longueur d'onde à 1.55 μm , en jouant sur la puissance relative des diverses pompes Raman utilisées.

L'implémentation de l'amplification Raman est généralement faite en complément à une amplification discrète par EDFA. On parle alors d'amplification hybride EDFA/ Raman pour laquelle une optimisation du système global est nécessaire

A.3. Le module d'émission

On vient de décrire brièvement dans les paragraphes précédents la ligne de transmission des systèmes de communications optiques, ainsi que les différents éléments qui la constitue. Nous allons maintenant nous intéresser aux parties amont et aval de cette ligne de transmission, à savoir les modules d'émission et de réception.

Le module d'émission a pour rôle d'injecter dans le support de transmission qu'est la fibre optique, un signal optique contenant les données à transmettre. Les paragraphes qui suivent décrivent les principaux composants de ce module d'émission : la source optique qui va produire le faisceau lumineux, ainsi que les éléments qui vont permettre de moduler ce faisceau lumineux afin d'y transcrire les informations à transporter.

3.a. Le laser

Un laser est un composant capable de produire un rayonnement par émission stimulée (voir paragraphe §II.A.2.a) comme l'indique l'acronyme dont le mot est issu : *Light Amplifier by Stimulated Emission of Radiation*. A la différence des amplificateurs à semi-conducteur, il s'agit de faire passer le signal lumineux plusieurs fois dans la partie amplificatrice grâce à une boucle de contre-réaction. Pour cela, on place le semi-conducteur dans une cavité résonante, par exemple de type Fabry-Pérot, ou alors avec une configuration en anneau (Figure II-6).

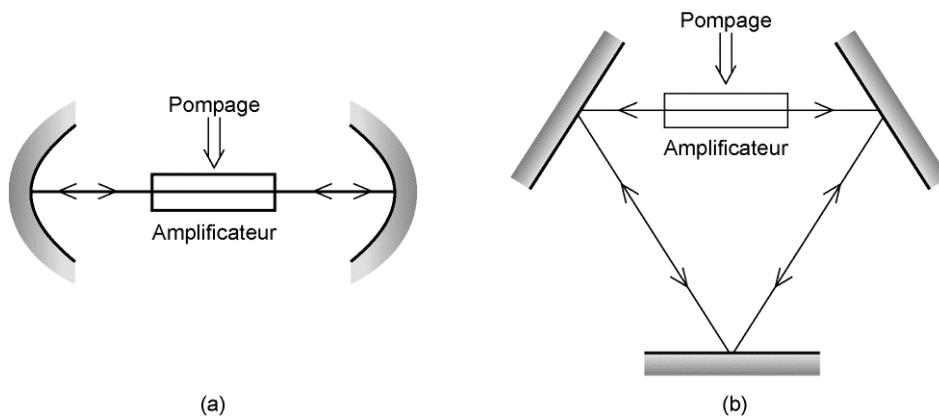


Figure II-6 : Deux types de cavités laser : résonateur Fabry-Pérot (a) et laser en anneau (b)

Pour obtenir l'effet laser, il est nécessaire d'apporter un minimum d'énergie (pompage), sous forme électrique ou optique, afin qu'à chaque tour, le gain introduit par l'amplificateur dépasse les pertes subies au niveau des miroirs et lors de la propagation dans la cavité. Le niveau d'énergie où il y a exacte compensation des pertes par le gain est appelé seuil du laser. Puisqu'en général les sources optiques n'exploitent pas l'émission produite avant l'effet laser (émission spontanée), on cherche à réduire ce seuil au maximum afin de limiter la consommation d'énergie.

De plus pour qu'il se crée une oscillation, il faut qu'il y ait un rebouclage en phase de l'onde, c'est-à-dire que la distance optique d'un tour de la cavité doit correspondre à un multiple entier de la longueur d'onde du signal lumineux. Cette condition implique que seulement certains modes sont possibles : ce sont les modes longitudinaux.

Le nombre de modes émis par le laser dépend donc de l'énergie introduite dans le laser, de la longueur de la cavité, de la distribution spectrale du gain et des pertes, et du type de gain mis en jeu. Or pour les systèmes de communications optiques, et en particulier pour les systèmes

reposant sur le multiplexage en longueur d'onde, on souhaite disposer de sources monomodes, c'est à dire présentant un seul mode longitudinal émis. Et plus récemment, l'accent a également été mis sur le besoin de sources accordables en longueur d'onde. Les paragraphes suivant présentent brièvement ces différentes sources.

i Les sources fixes monomodes

Il s'agit dans la plupart des cas, de lasers à semi-conducteur monolithiques [16] (ou diodes lasers), pour leur compacité et leurs plus faibles coûts. Ces diodes sont réalisées à partir d'une jonction P-N, i.e. à partir de deux matériaux dont les alliages sont identiques mais dont les dopages sont différents. Les lasers monomodes sont différenciés en deux grandes catégories suivant que l'émission se fasse par la tranche ou bien par la surface.

Les lasers à contre-réaction distribuée [17] (ou DFB pour *Distributed FeedBack*) (Figure II-7) sont les diodes lasers les plus courantes. Afin d'obtenir un fonctionnement monomode, un réseau de pas est gravé dans la partie active. Ce réseau réfléchit les longueurs d'onde données par la relation :

$$\lambda_m = \frac{2n_{\text{eff}} \Lambda}{m}$$

où n_{eff} est l'indice effectif du milieu (ici, le semi-conducteur) et m est un entier qui représente l'ordre de diffraction. Le pas Λ du réseau est choisi de façon à ce qu'une seule des longueurs d'onde soit dans la gamme d'amplification, et on adapte donc ce pas du réseau pour stimuler l'émission à la longueur d'onde désirée.

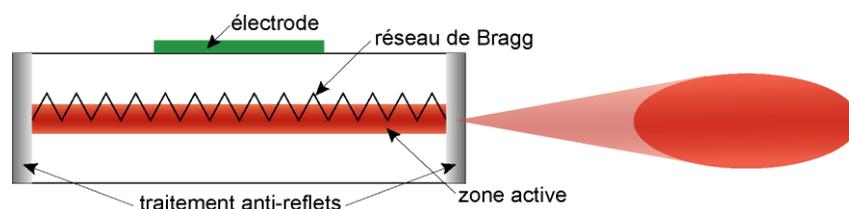


Figure II-7 : Structure d'un laser DFB avec traitement anti-reflet

Malheureusement, le faisceau laser émis par de telles structures est de forme elliptique à cause de la forme de la face de sortie, ce qui rend le couplage avec les fibres optiques difficile.

Des structures ont donc été étudiées pour avoir une meilleure injection dans les fibres optiques. Les lasers à cavité verticale émettant par la surface [18] (VCSEL pour *Vertical-Cavity Surface-Emitting Laser*) en sont la dernière version. Ces lasers comportent une zone active à puits quantiques, de faible épaisseur (1 à 3 longueur(s) d'onde), et deux miroirs de Bragg fabriqués par l'empilement de couches de matériaux d'indices optiques différents et d'épaisseur proportionnelle à $\lambda/4$.

Le gain du puit quantique et la réflectivité des miroirs de Bragg distribués sont accordés, conduisant à l'effet laser et à un fonctionnement monomode longitudinal de la cavité.

De plus, l'avantage de ce type de structure est que le faisceau émis est circulaire.

ii Les sources accordables

Les systèmes de multiplexage en longueur d'onde que nous détaillerons plus loin, nécessitent des émetteurs à des longueurs d'onde différentes pour chaque canal. L'inconvénient majeur avec les lasers de longueur d'onde fixe est que l'on a besoin d'avoir autant de types d'émetteurs que de canaux, entraînant des problèmes de logistique. Il est donc préférable pour ces systèmes de disposer de lasers accordables en longueur d'onde [19].

Ces sources accordables sont partagées en deux catégories, suivant le milieu à gain utilisé.

- Les lasers à semi-conducteur accordables

Les lasers à semi-conducteurs accordables les plus utilisés sont des lasers multi sections. Il s'agit de lasers à émission par la tranche pour lesquels, afin d'obtenir l'émission monomode longitudinale, on grave le réseau de Bragg en dehors de la zone active. Dans ces lasers DBR (pour *Distributed Bragg Reflector*) et leurs dérivés, la zone de gain est séparée de la région d'accord en longueur d'onde. Ainsi, il est possible d'exploiter les changements de l'indice effectif de réfraction provoqués par des variations de courant, c'est-à-dire de contrôler la longueur optique de la cavité, et donc la longueur d'onde d'émission. Diverses techniques permettent en outre d'augmenter la plage d'accordabilité de ces lasers, avec par exemple l'adjonction d'une région d'accord de phase.

Il existe également des lasers à cavité étendue. Dans le cas des composants à émission verticale (VCSEL), la méthode la plus utilisée pour augmenter la plage d'accordabilité

consiste à changer la longueur de la cavité résonante. Par exemple, on monte un des miroirs de la cavité sur un système micro électromécanique ou MEMS (pour *Micro Electro-Mechanical System*). Lorsque l'on fait varier la tension appliquée au MEMS, ce dernier rapproche ou éloigne le miroir qu'il supporte, faisant ainsi varier la longueur d'onde émise.

Pour les lasers à cavité étendue émettant par la tranche, ils sont placés dans une cavité externe, comprenant un système réfléchissant filtrant (combinaison d'un miroir et d'un filtre, ou réseau, etc.). L'accordabilité est réalisée grâce à un contrôle mécanique de la cavité extérieure.

- Les lasers à fibre

L'apparition des amplificateurs à fibre dopée a relancé l'intérêt pour les sources lasers accordables à fibre. En plus d'avoir une gamme d'émission similaire, ces lasers ont l'avantage d'avoir un couplage idéal avec le milieu de propagation contrairement aux systèmes à semi-conducteur. Dans la configuration la plus simple, le laser est constitué d'un amplificateur à fibre, de deux miroirs et d'un polariseur. L'accordabilité est réalisée par rotation de la polarisation. Là encore, différentes techniques permettent d'améliorer le système pour augmenter l'accordabilité et simplifier le système de contrôle.

Actuellement, la performance qui limite l'utilisation de ces lasers à fibre est le temps de commutation en longueur d'onde, qui est de quelques millisecondes.

L'intense développement des télécommunications par fibre optique a entraîné des progrès spectaculaires dans la conception et la réalisation des lasers à semi-conducteur. Actuellement, les lasers DFB sont les principaux lasers installés dans les réseaux de communication.

La modulation, qui permet de transcrire une information sur un signal physique, est une fonction essentielle dans tout système de transmission. Les deux paragraphes suivants présentent les méthodes de modulation qui peuvent être employées.

3.b. La modulation directe

La modulation du courant qui traverse le laser entraîne directement la modulation de la lumière émise par celui-ci. Cette technique de modulation qui est simple à mettre en œuvre, est appelée modulation directe. Il suffit d'inscrire les données sur l'alimentation du laser, c'est-à-dire sur le courant injecté dans le laser à semi-conducteur, pour moduler en amplitude le signal émis par celui-ci.

Le laser est couplé à un circuit de commande, qui comprend des circuits de contrôle et des circuits de modulation de la polarisation du laser. Ce circuit de commande a pour rôle de moduler la polarisation du laser à partir des données électriques issues des modems. La source modulée est complétée par un dispositif de couplage optique dans la fibre de transmission, et par un isolateur.

Le premier inconvénient de cette méthode de modulation directe vient de son régime transitoire. Dans les systèmes de télécommunications numériques par fibre optique, la modulation est constituée de signaux binaires pour lesquels la puissance optique, et donc le courant de polarisation, doivent commuter brusquement entre un niveau bas et un niveau haut. Lorsque l'on applique un échelon de courant à un laser à semi-conducteur, l'émission de lumière, qui est la réponse à cet échelon, se fait avec un retard pouvant aller jusqu'à quelques nanosecondes. Le laser ne peut répondre instantanément à une excitation électrique car l'émission stimulée, qui va créer le faisceau laser, n'a pas lieu tant que la concentration de porteurs n'atteint pas sa valeur seuil. Ce retard est de plus suivi d'oscillations de relaxation de même origine que la résonance fondamentale : les populations d'électrons et de photons oscillent, avant d'atteindre l'état stationnaire, d'autant plus brutalement que leurs temps de vie respectifs sont différents.

Par ailleurs, le principal effet limitatif de la modulation directe des données, provient du fait que cette technique conduit à un signal présentant une modulation parasite de fréquence aussi appelée *chirp*. Ce phénomène est inhérent au fait que la modulation du courant induit une modulation de l'indice de réfraction dans le semi-conducteur et par conséquent une modulation de fréquence de la lumière émise. Le chirp, noté C, relie la dérivée temporelle de la phase à celle de la puissance du signal.

$$d\phi = \frac{C}{2} d[\ln(P)]$$

Le chirp, au même titre que la dispersion chromatique, est un facteur majeur de limitation des performances des systèmes de transmission sur fibre à haut débit. Ce phénomène provoque un élargissement temporel des impulsions qui, au bout d'une certaine distance, provoque un recouvrement générateur d'interférences inter-symboles.

Pour éviter un chirp trop important, qui rend inutilisable la modulation directe à 40 Gb/s, une deuxième méthode de modulation est utilisée, qui est une modulation externe [20].

3.c. La modulation externe

Le module d'émission est composé dans ce cas, d'une diode laser émettant un signal continu, suivie d'un modulateur externe. Le modulateur externe introduit beaucoup moins de conversion amplitude-fréquence que la modulation du courant d'injection du laser. Le signal modulé qui est injecté dans la fibre est donc nettement moins affecté par le phénomène de chirp.

Actuellement, les deux technologies de modulateur externe qui sont utilisées sont les modulateurs de Mach-Zehnder (MZ) sur niobate de lithium (LiNbO_3), et les modulateurs électro-absorbants (MEA) sur phosphure d'indium (InP). Les différences entre ces deux technologies résultent des propriétés fondamentales des matériaux utilisés dans chaque modulateur. Les modulateurs MZ emploient un effet électro-optique linéaire, tandis que les MEAs utilisent l'effet Franz-Keldysh pour les MEAs massifs, ou bien l'effet Stark confiné pour les MEAs à puits quantiques. Ces mécanismes physiques sont à la base de l'une des principales différences entre ces technologies, à savoir le niveau de tension de commande nécessaire. A 40 Gbit/s, le niveau de tension typique nécessaire pour commander un modulateur MZ est de l'ordre de 6 à 7 Volts crête-crête, tandis que les MEAs actuels nécessitent seulement 3 Vcc.

Si le niveau de tension de commande nécessaire est l'une des caractéristiques différenciant ces deux technologies, il faut cependant obligatoirement prendre en compte les caractéristiques opto-électroniques complètes des deux types de composants.

i Les modulateurs Mach-Zehnder sur Niobate de Lithium

Les modulateurs d'amplitude externes sur niobate de lithium [21], utilisent des guides d'onde optique monomodes. Ces guides, intégrés dans un bloc mono-cristal de LiBnO_3 , constituent un interféromètre de Mach-Zehnder, qui permet de commander la différence de phase entre les deux bras (Figure II-8).

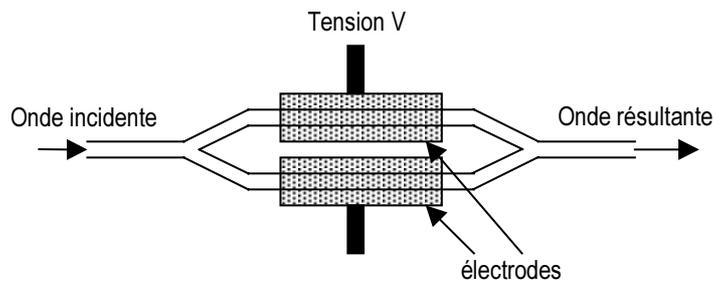


Figure II-8 : Schéma d'un interféromètre de Mach-Zehnder

La lumière incidente est séparée en deux faisceaux optiques indépendants dans les deux guides par un embranchement en Y. Dans chacune des branches, on peut modifier l'indice de réfraction du matériau électro-optique en appliquant une tension (effet Pockels), entraînant ainsi un déphasage entre les deux faisceaux. Les deux faisceaux sont alors recombinaés et couplés dans une autre section de guide optique. Suivant leur différence de marche (phase relative), les deux faisceaux interfèrent de manière constructive (toute la puissance optique est disponible en sortie), ou destructive (aucune lumière n'est injectée dans le guide de sortie).

Ces modulateurs sont actuellement les plus utilisés dans les systèmes installés, car ils reposent sur une technologie mature. Ils ont de très bonnes performances en terme de modulation, et présentent de faibles pertes d'insertion entre la fibre et le guide en niobate de lithium.

Cependant, ces modulateurs nécessitent comme nous l'avons indiqué plus haut des tensions de commande importantes, d'autant plus lorsque l'on monte en fréquence. Il est également impossible de les intégrer monolithiquement avec les autres composants d'émission (i.e. les diodes lasers), ce qui implique un encombrement important. Le phénomène de chirp reste présent, du en grande partie aux déséquilibres, à la fois entre les deux guides d'onde optiques (asymétrie des branches, pertes différentes), et à la fois entre les deux signaux de commande (asymétrie des électrodes). Enfin, ces modulateurs manquent de stabilité dans le temps (dérive lente du point de fonctionnement).

ii Les modulateurs électro-absorbants sur phosphure d'indium

Les modulateurs électro-absorbants (MEA) sur phosphure d'indium (InP), reposent sur l'effet d'électro-absorption, qui est défini par la modification du spectre d'absorption d'un matériau semi-conducteur en présence d'un champ électrique. Cet effet est connu sous le nom d'effet Franz-Keldysh dans un matériau massif, et d'effet Stark sur le confinement quantique dans un matériau à puits quantiques. C'est au voisinage du bord d'absorption, là où la dérivée de l'absorption par rapport à la longueur d'onde est la plus grande, que cet effet est le plus efficace et qu'il est par conséquent exploité. Une augmentation du champ électrique translate le bord d'absorption vers les grandes longueurs d'onde et de ce fait, augmente l'absorption de la lumière traversant le semi-conducteur.

Ces composants étant utilisés dans cette étude, ils font l'objet d'une présentation plus détaillée au paragraphe §II.B.3.

Les principaux avantages des MEAs sont leur petite taille, et le plus faible niveau de tension de commande nécessaire. En outre, ils peuvent être intégrés monolithiquement avec une diode laser fonctionnant en continu. C'est d'ailleurs sous cette forme qu'ils sont utilisés dans les réseaux métropolitains actuels à 2.5 Gbit/s. Malheureusement, cette intégration monolithique de la diode laser et du MEA induit du chirp, et limite les possibilités de transmission longue distance. Ceci est d'autant plus critique lorsque l'on augmente le débit, et la plupart du temps, à 40 Gbit/s, on préfère isoler la diode laser du MEA [22].

Contrairement aux modulateurs MZ, les MEAs présentent des pertes d'insertion importantes, et de plus, ces pertes d'insertion, le taux d'extinction du modulateur, et le chirp introduit, sont tous dépendants les uns des autres.

3.d. Les formats de modulation

Le signal optique contenant les données peut avoir des caractéristiques diverses selon le type et les paramètres de modulation. Les formats de modulation constituent un sujet de recherche important pour les transmissions à haut débit puisque la forme physique du signal doit être adaptée pour d'une part, mieux contrecarrer les effets physiques de la propagation et pour d'autre part, augmenter la densité spectrale d'information. Les deux formats de modulation les plus couramment utilisés sont des formats à modulation d'amplitude du signal optique, ce

sont : le format NRZ pour Non-Retour à Zéro, c'est-à-dire que l'amplitude de l'enveloppe ne revient pas au niveau bas entre deux symboles « 1 », et le format RZ pour Retour à Zéro où l'on revient au niveau bas entre deux symboles « 1 » (Figure II-9). Le format RZ est généralement obtenu par une surmodulation du format NRZ, à la fréquence du débit.

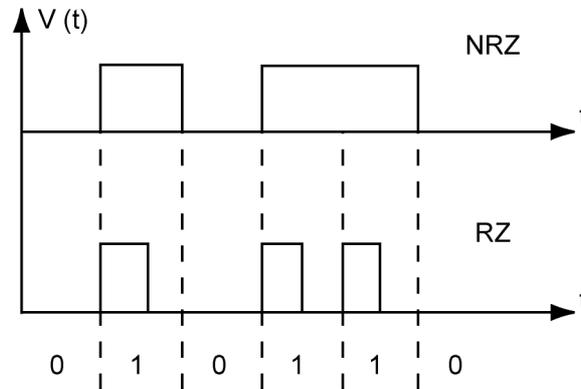


Figure II-9 : Les formats de modulation en amplitude NRZ et RZ

Un grand nombre d'études ont déjà été menées concernant la comparaison des formats de modulation RZ et NRZ [23]. Pour les transmissions à canal unique, il a été montré à plusieurs reprises des performances meilleures pour le format de modulation RZ, notamment en terme de résistance aux effets non-linéaires par rapport au format NRZ. Cependant, pour les transmissions multiplexées en longueur d'onde de canaux modulés à 40 Gbit/s, le format de modulation RZ subit des pénalités de transmission supérieures à celles que subirait le format NRZ. Ceci est dû à l'étendue spectrale plus grande des canaux modulés au format RZ par rapport aux canaux modulés au format NRZ.

D'autres formats de modulation existent, ajoutant à la modulation d'amplitude, une modulation de phase. Il s'agit par exemple des formats CS-RZ (pour *Carrier-Suppressed RZ*) [24] et PSBT (pour *Phase-Shaped Binary Transmission*) [25].

A ces formats de modulation, vient s'ajouter la technique du codage des données en vue de la correction des erreurs de transmission (ou FEC pour *Forward Error Correction*) [24]. Cette technique des codes correcteurs d'erreurs, bien connue dans le cadre des émissions radios, n'a vu le jour que récemment dans le domaine des transmissions optiques. Il s'agit de coder les données binaires avant la transmission optique par un code adapté, basé sur une redondance des données contenant l'information. Pour un même rapport signal à bruit à l'entrée du

récepteur, cette technique permet d'obtenir un nombre beaucoup moins important d'erreurs commises en réception.

A.4. Le module de réception

A l'autre bout de la chaîne de transmission se trouve le module de réception. Ce module a pour rôle de recevoir le signal optique provenant de la fibre, modulé dans l'un des formats précédents. Il doit alors le convertir en un signal électrique pour en extraire les données transmises. Ce module de réception peut se décomposer en plusieurs parties : tout d'abord la réception du signal optique ; le signal optique est ensuite transformé en un signal électrique grâce à un photodétecteur ; enfin, le signal électrique résultant est amplifié pour pouvoir être traité par le circuit de décision, qui va en extraire les données transmises.

Nous allons donc présenter les différents éléments constituant ce module de réception.

4.a. La réception du signal

Il existe différentes techniques de détection pour convertir le signal optique en un signal électrique. On différencie la réception directe par rapport à des systèmes de réception dits cohérents, à savoir la réception hétérodyne ou homodyne.

La réception directe permet la conversion directe, dans le photorécepteur, des fluctuations de puissance optique, porteuses de l'information, en fluctuations de courant électrique. Cette technique permet la détection de signaux modulés en amplitude, mais pas de signaux modulés en phase ou en fréquence.

La réception hétérodyne quant à elle utilise un oscillateur local qui permet, une fois celui-ci mélangé avec le signal reçu, de transposer le signal autour d'une fréquence intermédiaire. La réception homodyne utilise le même principe, mais avec un oscillateur local à la même fréquence que le signal reçu, et synchronisé en phase avec la porteuse de celui-ci, effectuant la transposition en bande de base. Néanmoins, étant donné qu'il est plus facile de réaliser des sous-ensembles (filtre, amplificateur) autour d'une fréquence intermédiaire qu'en bande de base, la réception homodyne n'est pas utilisée.

Les principaux avantages de la réception hétérodyne, par rapport à une détection directe, sont un gain en sensibilité et la possibilité d'utiliser la modulation de phase ou de fréquence.

Cependant, les progrès considérables des composants optiques ont changé la situation. En effet, les amplificateurs optiques à fibre dopée permettent d'amplifier le signal optique, juste avant la réception, et on obtient alors en détection directe une sensibilité équivalente à celle de la réception hétérodyne. De plus, les performances des démultiplexeurs et des filtres optiques annulent l'avantage de la réception hétérodyne en terme de densité de canaux.

Par ailleurs, la structure du récepteur hétérodyne est plus complexe qu'en détection directe. La réception hétérodyne nécessite une source, l'oscillateur local, qui doit être extrêmement stable et avec une très grande pureté spectrale. En outre, il n'existe pas aujourd'hui en optique de récepteurs cohérents intégrés, incluant l'oscillateur local, le mélangeur et le circuit en fréquence intermédiaire.

Dans les systèmes optiques actuels, la réception du signal est réalisée sur tous les canaux séparément, à l'aide d'une détection directe. Le paragraphe suivant décrit les différents types de photorécepteurs utilisés pour la détection directe.

4.b. Le photodétecteur

Le photodétecteur a pour rôle de convertir le signal lumineux en signal électrique, en lui apportant le minimum de dégradation. Les performances requises pour le photodétecteur, sont une sensibilité importante pour la longueur d'onde utilisée, une rapidité adaptée au système utilisé (10 Gbit/s voir 40 Gbit/s), et un apport en bruit minimum.

Les photodétecteurs les plus classiques sont des photodétecteurs à semi-conducteur, qui présentent les avantages d'être très rapides et faciles à utiliser. Les photons incidents transmis par la fibre sont absorbés et créent des paires d'électron-trou dans le volume du semi-conducteur. Sous l'effet d'un champ électrique suffisant, les paires d'électron-trou ainsi générées sont séparées, et les porteurs sont entraînés vers des zones où ils sont majoritaires. Cette collecte des porteurs conduit à la génération d'un photocourant, proportionnel au signal optique reçu. Le nombre de paires électron-trou est égal au nombre de photons absorbés.

i Les photodiodes PIN

Pour effectuer la photodétection, en évitant les recombinaisons des paires électron-trou, il faut que les photons soient absorbés dans une zone dépourvue de porteurs mobiles, assimilable à

une zone de charge d'espace d'une jonction PN, encore appelée zone déplétée. La zone de charge d'espace doit être large pour permettre un bon rendement quantique, d'où l'intérêt de la photodiode PIN (Figure II-10), où une région intrinsèque est intercalée entre les régions de type P et de type N. La majorité des photons est absorbée dans la zone intrinsèque, où, lorsque la photodiode est polarisée, règne un champ électrique qui sépare les porteurs. La zone traversée par la lumière (P ou N) doit être de faible épaisseur, et recouverte d'une couche antireflet qui améliore le rendement quantique externe, et qui protège le matériau.

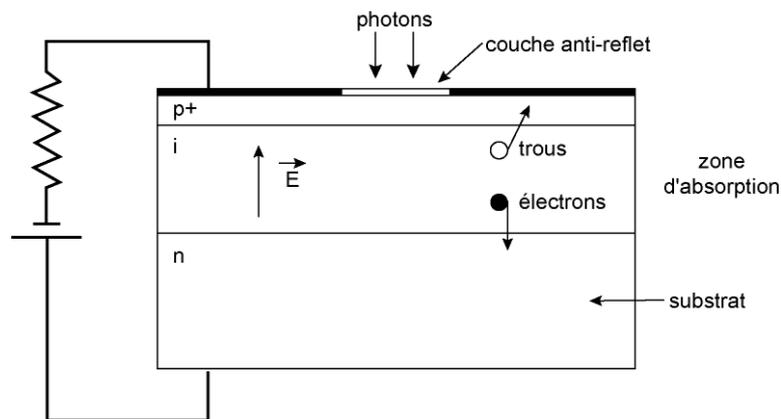


Figure II-10 : Photodiode PIN

Les paramètres importants, dépendants du matériau et de la structure, qui caractérisent une photodiode PIN, sont principalement sa sensibilité, son courant d'obscurité et son temps de réponse.

La sensibilité, qui relie la puissance lumineuse incidente au photocourant généré, varie suivant le coefficient d'absorption du matériau, et selon la largeur de la zone intrinsèque.

Dans la photodiode, en l'absence d'éclairement, circule un courant, appelé courant d'obscurité. Ce courant peut avoir des origines multiples : génération thermique dans la zone intrinsèque, courants de surface, courants de fuite...

Une autre caractéristique de la photodiode, est son temps de réponse, qui doit être très bref. Lorsque la structure est verticale, c'est-à-dire que l'éclairement se fait par le haut, le temps de réponse limite l'utilisation de la photodiode aux systèmes à 10Gbit/s. Pour augmenter la fréquence de coupure, il est nécessaire de travailler avec des photodétecteurs éclairés par la tranche [26].

Enfin, comme dans toute jonction PN polarisée en inverse, un bruit de grenaille (encore appelé bruit quantique ou bruit Schottky) apparaît dans la photodiode, du fait de la répartition aléatoire des instants de génération des paires électron-trou. Ce bruit, proportionnel à la puissance optique reçue, est inévitable, et se rajoute au bruit d'obscurité, dû au courant d'obscurité.

ii Les photodiodes à avalanche

Afin d'augmenter le signal rapport à bruit, une idée est d'utiliser le phénomène d'ionisation par impact des porteurs. L'objectif est d'augmenter la puissance du signal électrique, correspondant à une puissance optique incidente donnée, par multiplication interne du nombre de porteurs. En faisant croître le champ électrique dans la jonction PN, l'énergie des porteurs s'élève, jusqu'au point d'ioniser un atome en cas d'impact avec celui-ci. Des ionisations en chaîne se produisent alors, et les porteurs se multiplient. Ce photodétecteur à gain interne est appelé photodiode à avalanche (ou PDA) [27]. Ce phénomène, aussi connu sous le nom d'avalanche, entraîne si il n'est pas contrôlé, le claquage de la jonction et la destruction du matériau.

Tout comme pour les photodiodes PIN, il en existe plusieurs structures, à base essentiellement de silicium ou de germanium. La Figure II-11 montre une structure P π PN en silicium, qui résulte d'un compromis entre une zone d'absorption large, et une jonction très abrupte pour obtenir un très fort champ électrique.

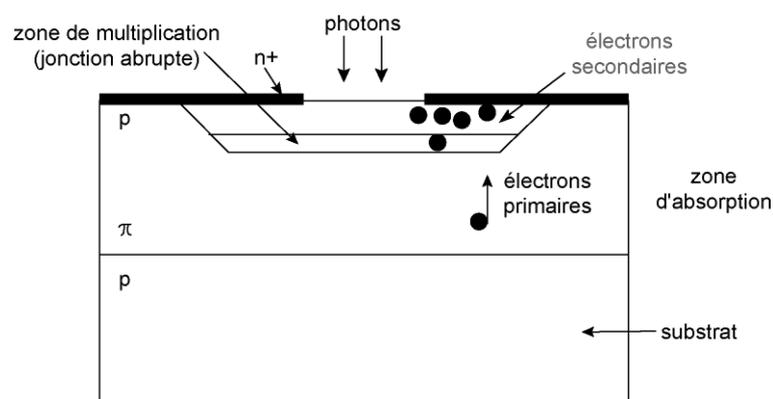


Figure II-11 : Photodiode à avalanche P π PN en silicium

L'absorption a lieu dans une zone large et peu dopée, dite π et la multiplication a lieu dans la jonction abrupte PN⁺. En outre, pour une tension inverse élevée, la zone de charge d'espace

s'étend dans la zone π , dont la résistivité va augmenter avec la tension. Ce phénomène introduit un effet stabilisateur : le champ électrique et le gain augmentent lentement, ce dernier pouvant atteindre de fortes valeurs tout en étant contrôlé avec précision.

Concernant le courant d'obscurité, il est plus important dans une photodiode à avalanche, mais n'est pas autant multiplié que le signal, car toutes les composantes de ce courant ne subissent pas le phénomène d'avalanche. Le bruit quantique quant à lui est bien multiplié par le gain interne de la photodiode.

Le temps de réponse de ces photodiodes est affecté par le phénomène d'avalanche, et ces photodiodes sont donc un peu moins rapides que les photodiodes PIN.

iii Les phototransistors

Dans un souci d'intégration toujours plus poussée, un autre type de photodétecteur a été développé, le phototransistor [28]. Les phototransistors sont des composants prometteurs pour les systèmes de communication par fibre optique. Ils présentent des avantages par rapport aux photodiodes, dont celui d'amplifier directement de manière interne le signal photodéfecté, en s'affranchissant ainsi des parasites externes. Ils regroupent donc les fonctionnalités à la fois d'une photodiode et à la fois d'un pré-amplificateur, remplaçant ainsi par un circuit monolithique, des composants discrets montés en technologie hybride.

Un phototransistor est un transistor bipolaire dont la base est accessible au rayonnement lumineux ; la base est alors dite flottante puisqu'elle est dépourvue de connexion. Lorsque la base n'est pas éclairée, le transistor est parcouru par un courant de fuite. L'éclairement de la base conduit à un photocourant que l'on peut considérer comme le courant de commande du transistor. Le courant d'éclairement du phototransistor est donc le photocourant de la photodiode collecteur-base multiplié par le gain β du transistor. Sa photosensibilité est donc nettement plus élevée que celle d'une photodiode. Par contre le courant d'obscurité est plus important.

On observe une autre différence entre phototransistor et photodiode : la base du phototransistor est plus épaisse, ce qui entraîne une constante de temps plus importante, et donc une fréquence de coupure plus basse que celle des photodiodes. Pour remédier à ce problème et augmenter la fréquence de coupure, deux solutions peuvent se combiner. Il s'agit

d'utiliser des phototransistors à hétérojonction (HPT), et de connecter la base à l'émetteur, pour avoir une structure dite à trois terminaux (ou 3T) [29]. Cette solution, plus complexe techniquement, permet de maintenir la barrière de potentiel base/ émetteur constante. Il en résulte un gain et une bande passante plus grands.

Des phototransistors, du type guide d'onde à éclairnement par la tranche, au lieu d'un éclairnement par le dessus, permettent également d'optimiser l'absorption de la lumière tout en permettant un fonctionnement dans le domaine hyperfréquence voir millimétrique.

Les phototransistors sont donc des composants extrêmement prometteurs en tant que photodétecteurs pour les futurs systèmes de communication par fibre optique, mais ils nécessitent encore de nombreux efforts technologiques pour leur développement et leur intégration.

4.c. Le pré-amplificateur

Dans les systèmes actuels, la solution retenue est donc bien souvent une photodiode PIN associée à un pré-amplificateur. Le photocourant émis par la photodiode est relativement faible, il doit être amplifié pour pouvoir être exploité. Il est donc nécessaire d'utiliser, en sortie du photodétecteur, un pré-amplificateur ayant un gain assez élevé et une grande bande passante.

Deux types d'architectures sont adaptées à la conception large bande, voir très large bande, de ces pré-amplificateurs : il s'agit des topologies transimpédances (TZ) [30] ou distribuées [31]. Jusqu'à présent, pour des débits modérés, l'amplificateur transimpédance était largement préféré en raison de son gain supérieur. Malheureusement, sa fréquence de coupure haute (pour les très hauts débits) est limitée par la capacité d'entrée des transistors. Au contraire, l'amplificateur distribué possède des possibilités très supérieures en fréquence de coupure haute car il absorbe l'influence des capacités entrée/ sortie des transistors dans la réalisation de lignes artificielles grille/ drain.

Néanmoins, une tendance actuelle, est d'essayer de se dispenser du pré-amplificateur. Ceci n'est possible que grâce aux amplificateurs optiques à fibre, qui placés juste avant la photodiode, permettent d'envoyer sur celle-ci assez d'intensité lumineuse pour que le photocourant généré ait un niveau suffisant pour le circuit de décision.

4.d. Le circuit de décision

Une fois que l'on a un signal électrique suffisant, on le sépare en deux voies. L'une d'entre elles sert à la récupération de l'horloge par l'intermédiaire d'un filtre étroit haute fréquence. Cette horloge permet de synchroniser la bascule de décision. Cette bascule de décision compare la tension électrique de la deuxième voie, qui est proportionnelle à la puissance du signal optique, intégrée sur une fraction de temps bit autour des instants marqués par l'horloge, avec une tension seuil (seuil de décision). Pour chaque symbole, la bascule va donc décider s'il s'agit d'un symbole « 1 » ou « 0 ».

A.5. Les techniques de transmission pour la montée en débit

Comme nous l'avons vu précédemment, les fibres optiques présentent une bande passante très importante (environ 15 THz autour de la longueur d'onde 1.55 μm), et peuvent donc en théorie transmettre des débits énormes. Cependant, les circuits électroniques des modules d'émission et de réception sont très loin d'atteindre les fréquences demandées par ces débits. Il faut donc mettre en place des solutions qui permettent d'exploiter les possibilités des transmissions sur fibre optique, tout en s'affranchissant des limitations des systèmes électroniques.

Pour cela, les techniques de multiplexage permettent d'augmenter considérablement la capacité globale de transmission. On distingue plusieurs types de multiplexage dont les principaux sont le multiplexage temporel (ou TDM pour *Time Division Multiplexing*) et le multiplexage en longueur d'onde (ou WDM pour *Wavelength Division Multiplexing*). Quelque soit la technique de multiplexage, l'objectif est de transmettre sur un même canal N signaux au débit D, équivalent en terme de capacité à un signal au débit $N \cdot D$, irréalisable à l'heure actuelle.

5.a. Le multiplexage temporel

Comme son nom l'indique, le multiplexage temporel (Figure II-12), aussi appelé technique des entrelacs temporels, effectue un multiplexage dans le temps de N canaux au débit D, sur un canal de transmission à plus haut débit ($N \cdot D$). L'utilisation du canal de transmission à haut débit est successivement attribuée à chacun des canaux plus bas débit. Suivant les techniques, chaque intervalle de temps attribué à une voie lui permettra de transmettre 1 ou plusieurs bits.

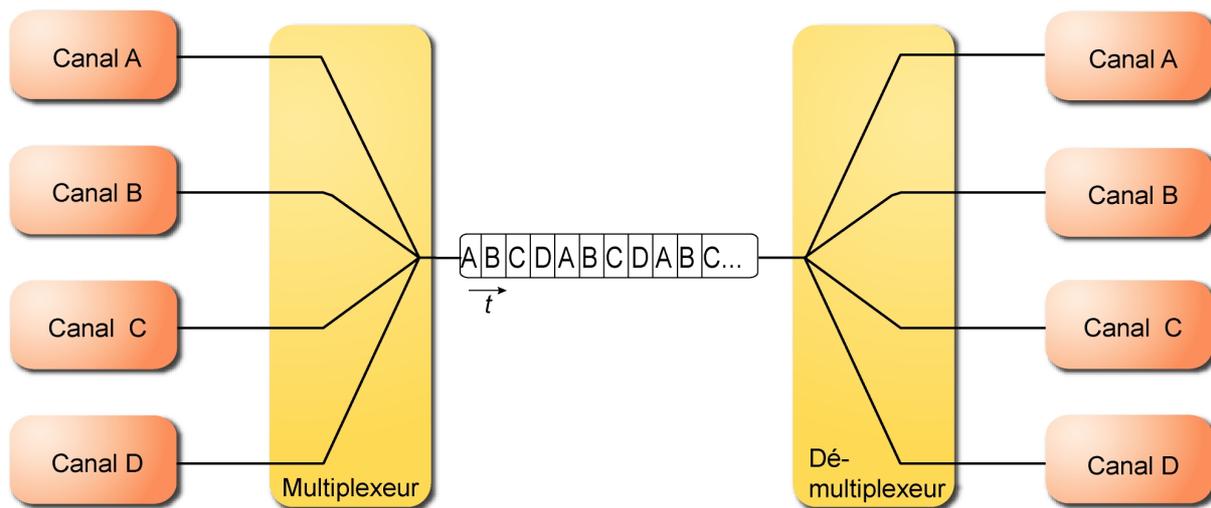


Figure II-12 : Multiplexage TDM

Le signal résultant, est donc la combinaison des différents canaux codés individuellement et décalés temporellement.

Cette fonction de multiplexage est généralement réalisée de manière électronique (ou ETDM pour *Electronic TDM*) sur les séquences électriques binaires. Cependant, il y a certaines limites à l'ETDM : pour les systèmes de transmission à 10 Gbit/s et plus, les spécifications des circuits électroniques deviennent très dures à atteindre, et les techniques de mesure requises deviennent très chères. A l'heure actuelle, les équipements terminaux pour les transmissions à 40 Gbit/s, fonctionnant par multiplexage électrique, demeurent des équipements de laboratoire. Ils permettent le multiplexage de quatre canaux à 10 Gbit/s en un signal de débit 40 Gbit/s. Pour ce qui est des transmissions à 160 Gbit/s, le multiplexage utilisé aujourd'hui est le multiplexage temporel optique.

En effet, lorsque les technologies électroniques ne permettent pas d'atteindre le débit recherché, la fonction de multiplexage est réalisée de manière optique (ou OTDM pour *Optical TDM*). Le principe reste le même. Les différents canaux, codés individuellement, sont décalés temporellement au moyen de lignes à retard optiques, puis multiplexés. En général, l'utilisation du format de modulation RZ est recommandée afin d'éviter les recouvrements lors du multiplexage.

L'OTDM permet de transmettre des débits plus importants que l'ETDM. Cette technique est néanmoins limitée par la difficulté de générer des impulsions de plus en plus courtes, de les

transmettre correctement (effets de la dispersion), et de récupérer le signal d'horloge au démultiplexeur.

5.b. Le multiplexage en longueur d'onde

Le multiplexage en longueur d'onde (ou WDM pour *Wavelength Division Multiplexing*) a permis une grande avancée de la capacité transportée par les fibres optiques [32]. Il consiste à transmettre dans une seule fibre N canaux à un débit D, en utilisant N porteuses optiques de longueurs d'onde différentes (Figure II-13). C'est le principe du multiplexage fréquentiel (ou FDM pour *Frequency Division Multiplexing*) utilisé en électronique, mais on utilise le terme WDM car l'écartement spectral entre les canaux est très grand.

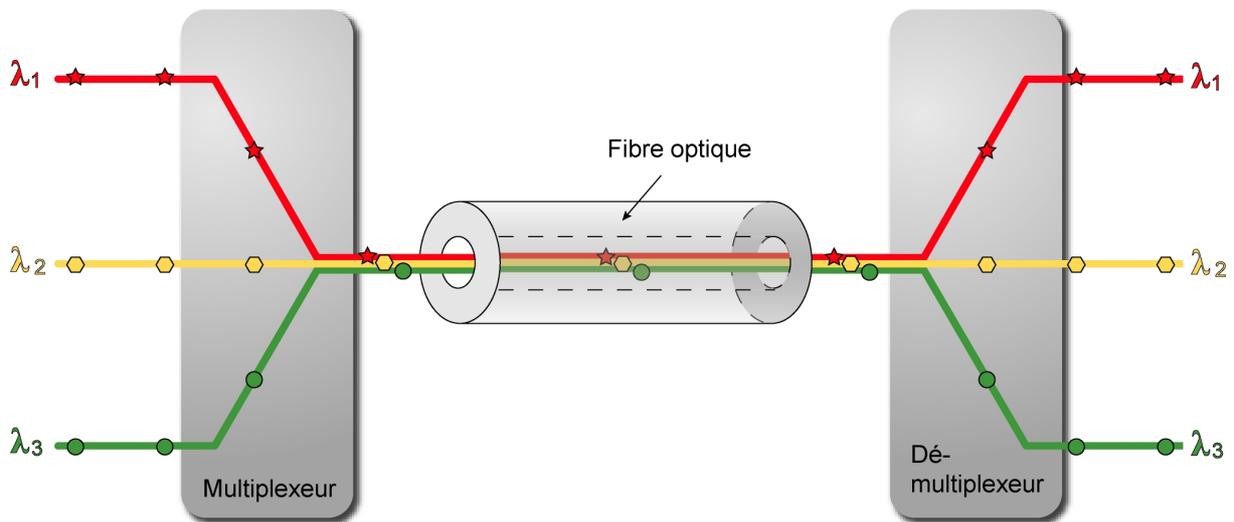


Figure II-13 : Multiplexage DWDM

L'espacement minimal entre deux porteuses est fixé par le taux de diaphonie entre deux canaux voisins. Il tient compte du fait, que les spectres générés par les modulations des canaux ne doivent pas se recouvrir, et des tolérances au niveau du démultiplexeur (taux de réjection des canaux adjacents, précision sur la longueur d'onde des porteuses, ...).

Les systèmes de multiplexage dense en longueur d'onde (ou DWDM pour *Dense WDM*) [33] sont une évolution des systèmes WDM classiques. Avec les systèmes WDM classiques, seulement quelques longueurs d'onde pouvaient être transmises sur une fibre optique monomode. Dans les systèmes DWDM, notamment grâce à l'apparition de lasers accordables de très bonne qualité, l'espacement entre les longueurs d'onde a pu progressivement être

réduit. Le nombre de longueurs d'onde, et donc de canaux, pouvant être transmises sur une fibre optique monomode est aujourd'hui très important.

Un facteur, qui a largement favorisé le développement des systèmes DWDM, est l'apparition des amplificateurs optiques à fibre dopée Erbium (EDFA, voir §II.A.2.b). La possibilité d'amplifier simultanément l'ensemble des N canaux d'un multiplex, sans distorsion du signal utile, a en effet permis d'appliquer ces systèmes aux transmissions longue distance.

Un autre avantage du DWDM, est qu'il permet d'équiper graduellement une artère de transmission au fur et à mesure que la capacité demandée augmente, par l'adjonction de canaux optiques supplémentaires. Les fournisseurs des systèmes de transmission n'ont donc pas besoin d'investir aujourd'hui, dans des capacités de transmission qui seront seulement demandées dans quelques années.

5.c. Les autres techniques de multiplexage

Il existe d'autres techniques de multiplexage. Par exemple, nous pouvons citer l'accès multiple à répartition par code (ou CDMA pour *Code Division Multiple Access*). Cette technique repose sur l'affectation d'un code à chaque utilisateur. Chaque bit correspondant au 1 est remplacé par une séquence de M créneaux, différente pour chaque utilisateur et définie comme la signature (le code) de celui-ci. Un nombre important de messages peut donc être envoyé sur une même ligne de transmission. Le destinataire possédant la bonne « clé » pourra décoder le signal qui lui est adressé parmi toutes les informations transmises.

Pour finir, on peut citer deux autres méthodes de multiplexage : le multiplexage spatial (ou SDM pour *Spatial Division Multiplexing*) et le multiplexage en polarisation (ou PDM pour *Polarization Division Multiplexing*) [35].

Le multiplexage spatial consiste tout simplement à utiliser simultanément plusieurs fibres optiques dans un même câble. Il est en effet possible aujourd'hui de rassembler dans un seul câble des dizaines à des centaines de fibres. Cette technique permet d'augmenter la capacité de transmission, mais a un coût très important. De plus, elle ne tire absolument pas profit des énormes capacités de transmission offertes par la fibre optique monomode.

Le multiplexage en polarisation consiste à transmettre des données de canaux à une même longueur d'onde porteuse mais sur des états de polarisation différents. Cette technique est encore peu utilisée mais elle fait l'objet de recherches et d'expériences de test récentes.

II.B. La prochaine hiérarchie haut-débit à 160 Gbit/s

Ces diverses techniques de multiplexage permettent assurément, d'augmenter considérablement la capacité de transmission sur fibre optique. Il s'agit donc de combiner ces différentes techniques de manière à avoir une solution qui réponde à l'augmentation de la demande de capacité de transmission, et qui soit viable économiquement.

Un des challenges actuels est d'atteindre un débit de 160 Gbit/s sur une seule longueur d'onde. On peut se demander quel est l'intérêt d'augmenter le débit par longueur d'onde, puisque comme on l'a vu, le DWDM permet justement d'accroître la capacité de transmission sur une fibre, en multipliant les longueurs d'onde. Par exemple, sur le réseau de France Télécom, le 800 Gbit/s, multiplexage de 80 longueurs d'onde à 10 Gbit/s, est déjà en exploitation. La réponse à cette recherche d'une augmentation du débit par longueur d'onde tient en partie au coût. En effet, les systèmes DWDM nécessitent d'avoir une source laser par longueur d'onde, auxquelles il faut rajouter les régénérateurs intermédiaires et les photodiodes de réception, ce qui augmente considérablement le coût du bit transmis sur une distance donnée (avec comme unité économique de mesure le \$/bit/km). A partir d'un certain seuil, il est donc plus judicieux, et plus rentable, d'augmenter le débit par longueur d'onde. D'autant qu'il n'est pas interdit ensuite de multiplexer en longueur d'onde ces hauts débits afin de décupler la capacité de transmission. La hiérarchie à 160 Gbit/s permettra de remplacer 16 canaux DWDM à 10 Gbit/s par une seule longueur d'onde.

B.1. Le projet TOPRATE

Le projet européen Toprate (*Tera Optical Transmission System Based on Ultra-High Channel Bitrate*) [36], lancé en septembre 2001, a servi de point de départ au travail de thèse présenté dans ce manuscrit. Il est donc important d'en rappeler les tenants et les aboutissants.

L'objectif principal de ce projet est d'augmenter la capacité totale des systèmes de transmission DWDM sur fibre optique, actuellement en développement, en utilisant la

prochaine hiérarchie haut-débit à 160 Gbit/s par canal de longueur d'onde. De plus, ce projet avait également pour objectif, d'étudier à partir de cette hiérarchie :

- les possibilités d'atteindre la plus grande capacité de transmission possible, à travers un seul canal optique (640 Gbit/s et plus).
- les solutions pour obtenir la plus grande efficacité spectrale sur les principales fenêtres de transmission sur fibre optique.

Il s'agit dans un premier temps, à partir des dernières technologies ETDM (i.e. les technologies ETDM à 40 Gbit/s), d'étendre les capacités de ces systèmes par OTDM, jusqu'à un débit de 160 Gbit/s par canal de longueur d'onde.

La première étape est donc de générer, à partir de quatre trains binaires à 10 Gbit/s, un signal modulé à 40 Gbit/s par multiplexage temporel électronique. Ensuite, à partir de quatre signaux modulés à 40 Gbit/s, on passe à un débit de 160 Gbit/s par un multiplexage temporel optique de ces quatre signaux à 40 Gbit/s en un signal modulé à 160 Gbit/s (Figure II-14).

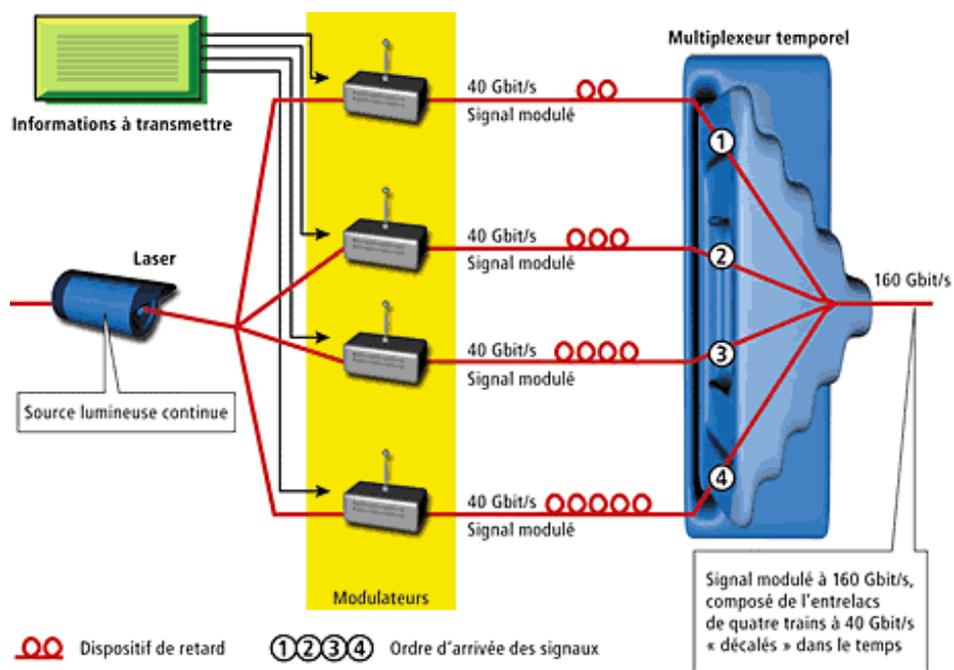


Figure II-14 : Schéma d'un émetteur à 160 Gbit/s à partir d'une technologie ETDM 40 Gbit/s. L'approche choisie utilise des modulateurs à électro-absorption (MEA) pour la génération d'impulsion RZ à 40 GHz et pour le démultiplexage 160 vers 40 Gbit/s, et les modulateurs Mach-Zehnder sur niobate de lithium pour la modulation des données à 40 Gbit/s. La

conception du système permet un fonctionnement de l'émetteur et du récepteur indépendant de la longueur d'onde, dans une certaine plage de longueur d'onde, principalement déterminée par les MEAs.

Cette technologie 160 Gbit/s est compatible avec la technologie DWDM. En répétant le dispositif pour plusieurs longueurs d'onde, et en multiplexant ces longueurs d'onde par DWDM, on peut donc atteindre en théorie des débits de $N \times 160$ Gbit/s (Figure II-15), N étant le nombre de longueurs d'onde multiplexées.

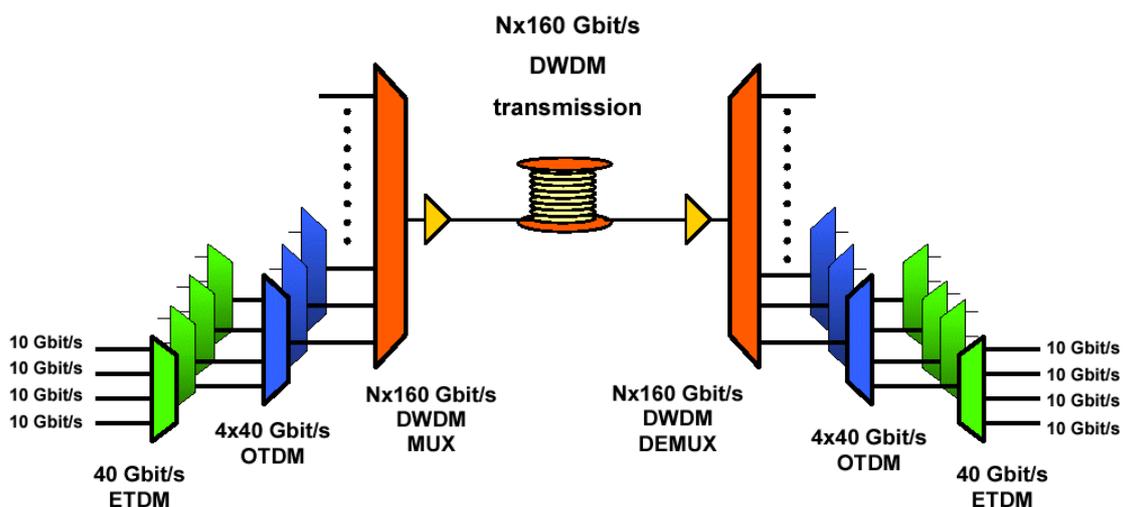


Figure II-15 : Système DWDM de capacité $N \times 160$ Gbit/s

Ce projet a conduit à la réalisation d'expériences de transmission sur fibre optique. La première expérience de transmission $N \times 160$ Gbit/s DWDM avec une capacité supérieure à 1 Tbit/s a ainsi été réalisée [37]. Il s'agissait d'une transmission de 8 canaux de longueur d'onde, à un débit unitaire de 160 Gbit/s, atteignant une capacité de 8×160 Gbit/s soit 1.28 Tbit/s sur 85 km de fibre TeraLight-Ultra™. Une autre expérience de transmission de 7 canaux à un débit de 170 Gbit/s (160 Gbit/s + code correcteur d'erreur) a également été réalisée sur 600 km de fibre monomode standard [38].

B.2. La génération d'impulsions optiques

La génération d'impulsions optiques est une fonction primordiale pour les systèmes OTDM à haut-débit. Des impulsions très courtes, avec un fort taux d'extinction, et à un taux de répétition très rapide, sont nécessaires afin d'éviter les interférences inter-symboles. Les

spécifications sur les impulsions sont d'autant plus exigeantes pour les systèmes OTDM à 160 Gbit/s construits à partir de systèmes ETDM 40 Gbit/s. En effet, ces impulsions doivent avoir une largeur d'environ 3 ps, un taux d'extinction de plus de 30 dB, avec un taux de répétition à 40 GHz.

Comme nous l'avons vu précédemment (§ II.A.3.d), le format de modulation RZ est souvent privilégié pour les très hauts débits. Or ce format de modulation RZ, dans le module d'émission, est obtenu par une surmodulation du format de modulation NRZ. Cela nécessite donc d'avoir une source d'impulsions optiques, à la fois simple et stable dans le temps.

La Figure II-16 montre le schéma de principe pour l'obtention d'un signal modulé à 160 Gbit/s à l'aide d'une source d'impulsions à 40 Gbit/s.

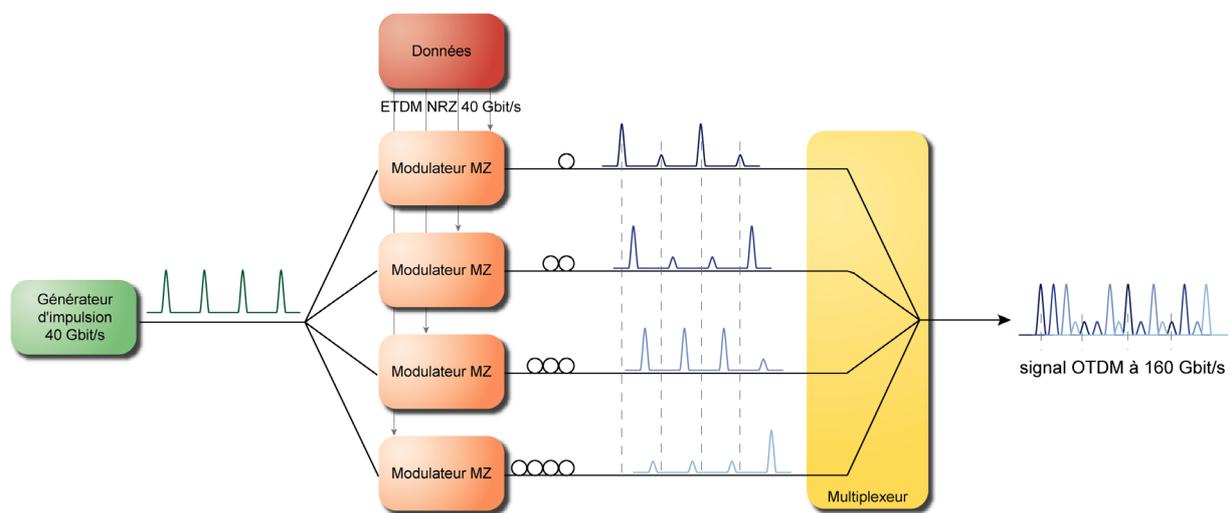


Figure II-16 : Génération d'un signal OTDM 160 Gbit/s

On voit sur cette figure tout l'intérêt d'avoir des impulsions très courtes, avec un fort taux d'extinction, pour éviter les interférences intersymboles lors du multiplexage temporel optique des quatre signaux modulés à 40 Gbit/s.

Diverses techniques sont envisageables pour la génération d'impulsions optiques, et la compétition est toujours d'actualité entre ces différentes techniques. Les lasers à commutation de gain [39][40], ou les lasers à mode-bloqué [41][42], ont été largement employés pour générer de courtes impulsions optiques.

Les lasers à commutation de gain permettent de générer facilement de courtes impulsions optiques mais impliquent des problèmes importants de chirp et de jitter, dus à la distribution

dynamique de densité des porteurs. Les lasers à mode-bloqué fournissent des impulsions beaucoup plus courtes, avec un taux de répétition plus grand, mais comportent des difficultés pour contrôler la répétitivité des impulsions générées et requièrent des circuits de contre-réaction complexes.

Des techniques simples utilisant des modulateurs électro-absorbants ont été développées pour s'affranchir de ces difficultés [43][44]. Les impulsions optiques sont générées à partir d'une diode laser émettant en continu, tout le signal optique est modulé à l'aide d'un modulateur électro-absorbant, commandé par une tension sinusoïdale. Par rapport aux autres méthodes, celle-ci présente comme avantages, une vitesse élevée, peu de chirp, pas de jitter, et la possibilité d'un réglage électrique. Cependant, de fortes tensions électriques de modulation sont en général requises pour réduire la largeur des impulsions optiques générées.

B.3. Les modulateurs électro-absorbants

Avant de présenter le principe de la génération d'impulsions optiques à partir d'un modulateur électro-absorbant, il est intéressant de décrire le composant en lui-même.

Les modulateurs électro-absorbants (MEA) représentent un élément clé pour les systèmes OTDM haut-débit à 160 Gbit/s. Les fonctionnalités des MEAs dans ces systèmes OTDM 160 Gbit/s incluent la génération d'impulsions optiques, le codage des données, le démultiplexage optique, ou encore la récupération d'horloge.

Les modulateurs électro-absorbants, reposent soit sur l'effet Franz-Keldysh dans un matériau massif, soit sur l'effet Stark sur le confinement quantique dans un matériau à puits quantiques [45][46].

3.a. Effet Franz-Keldysh

Les premiers MEAs ont été développés en utilisant l'effet d'électro-absorption dans les matériaux massifs, aussi appelé effet Franz-Keldysh. En présence d'un fort champ électrique, le bord d'absorption d'un matériau semi-conducteur est déplacé vers les grandes longueurs d'onde. Dans les matériaux à bande interdite directe comme les semi-conducteurs III-V (GaAs, InP ...), le bord de bande étant très abrupt, de grandes variations de l'absorption peuvent ainsi être créées.

Le mécanisme responsable de l'effet Franz-Keldysh peut être décrit simplement avec comme référence le diagramme des bandes d'énergie d'un semi-conducteur représenté Figure II-17. En présence d'un fort champ électrique, les bords des bandes sont courbés. La limite à gauche du diagramme représente la surface du semi-conducteur, sur laquelle est formée soit une jonction Schottky, soit une jonction p-n abrupte.

Lorsque l'on applique une tension de polarisation inverse sur cette jonction, on crée une zone désertée, qui s'étend à une profondeur x dans le semi-conducteur. Un champ électrique non-uniforme existe alors dans cette zone désertée, avec l'amplitude la plus grande à la surface. Les courbures de bande qui en résultent sont également plus fortes à la surface. En dehors de la zone désertée, les niveaux des bandes sont plats, comme dans la partie droite de la figure. Dans cette région, un photon ne peut être absorbé que si son énergie est suffisante pour faire passer un électron à travers la bande interdite, comme pour la transition (a).

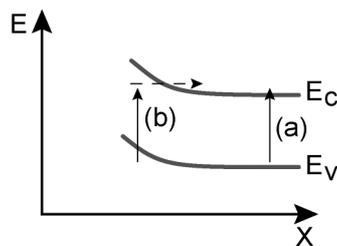


Figure II-17 : Diagramme des bandes d'énergie d'un semi-conducteur montrant l'effet Franz-Keldysh en présence d'un fort champ électrique. Le paramètre x représente la distance depuis la surface du semi-conducteur, et E l'énergie d'électron.

Plus près de la surface, où les bandes sont courbées par le champ électrique, il y a apparition de niveaux discrets d'énergie dans la bande interdite. Une transition (b) peut avoir lieu avec un photon d'énergie seulement suffisante pour faire passer un électron sur un niveau d'énergie discret. Ceci réduit bien sûr la bande interdite effective, et de ce fait translate le bord d'absorption vers les grandes longueurs d'onde, comme le montre la Figure II-18.

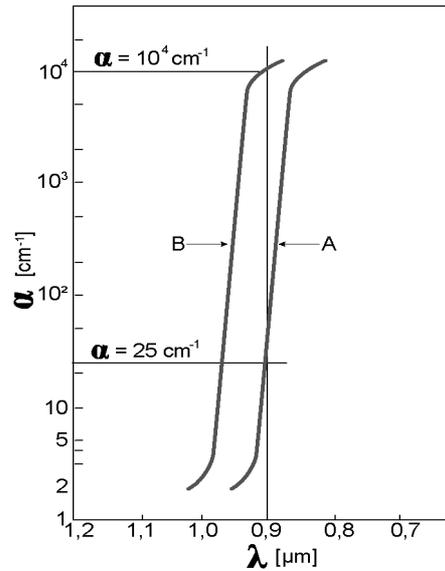


Figure II-18 : Effet Franz-Keldysh sur le bord d'absorption de l'Arséniure de Gallium.

Courbe A : courbe d'absorption en l'absence de champ électrique. Courbe B : déplacement du bord d'absorption pour un champ électrique de $1,3 \cdot 10^5$ V/cm

Les MEAs utilisant cet effet fonctionnent à des longueurs d'onde légèrement inférieures à la longueur d'onde de la bande interdite. La concentration du dopage du guide d'onde, la longueur du modulateur, et la tension appliquée, sont choisis afin d'avoir le minimum de pertes d'insertion et le maximum de profondeur de modulation pour une longueur d'onde donnée. La structure du guide d'onde du modulateur peut être améliorée en utilisant une hétérostructure, ce qui permet d'ajuster les performances optimales pour une longueur d'onde donnée.

Cependant, le taux d'extinction obtenu avec ces modulateurs n'est pas très important. Pour obtenir un taux d'extinction satisfaisant pour les systèmes de communications optiques, un guide d'onde très long est nécessaire. Autrement dit, la lumière doit traverser plusieurs centaines de microns pour assurer une absorption suffisante. Or, cette longueur de guide d'onde conduit à une grande capacité, et par conséquent à un fonctionnement limité en fréquence de par la valeur importante de la constante RC du composant.

Pour les applications à haut-débit, qui requièrent un fort taux d'extinction, ce sont donc des structures à multiples puits quantiques qui sont utilisées.

3.b. Effet Stark confiné

Les structures à multiples puits quantiques (ou MQW pour *Multiple Quantum Wells*) sont des matériaux semi-conducteur obtenus par croissance alternée de très fines couches de matériaux ($\sim 100 \text{ \AA}$ ou moins), présentant un accord de maille, mais ayant une bande interdite différente. Des couches de semi-conducteur à relativement faible bande interdite (les puits), sont intercalées avec des couches de semi-conducteur à grande bande interdite (les barrières, au sens barrière de potentiel vue par un porteur) (Figure II-19).

Ces structures ont la particularité de confiner les porteurs dans les puits quantiques. Ce confinement, à condition que les barrières empêchent un couplage significatif entre deux puits adjacents, entraîne une quantification des niveaux d'énergie des électrons et des trous. En effet, seulement certains états des porteurs vont satisfaire les fonctions d'onde modifiées par la présence de ces puits. Ainsi, le spectre d'absorption se trouve modifié d'une fonction douce dans un matériau massif, en une série d'échelons dans un matériau à puits quantiques.

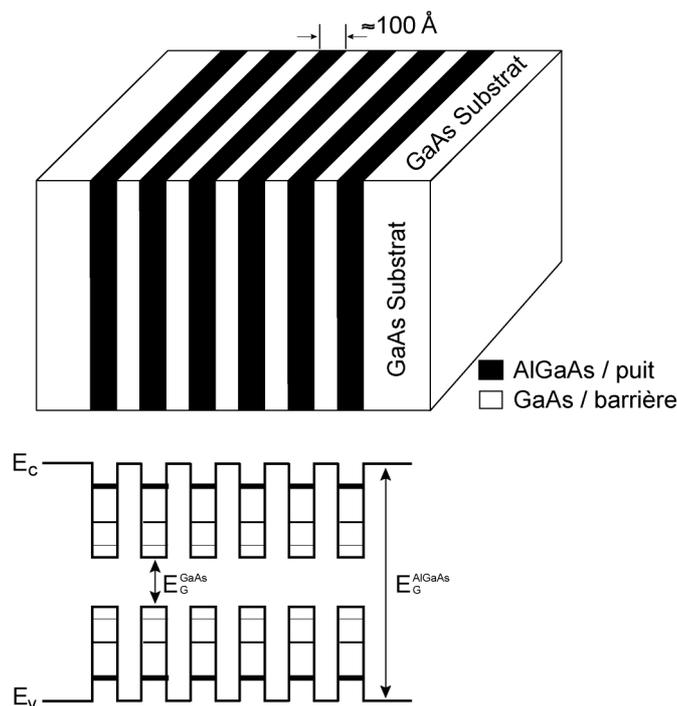


Figure II-19 : Structure à multiples puits quantiques (MQW)

De plus, l'absorption de photons crée des paires électron-trou, dans lesquelles ceux-ci ne sont pas complètement séparés, mais sont en orbite l'un autour de l'autre. Il s'agit d'excitons, liés par interaction coulombienne. Normalement, le temps de vie très court de ces excitons, fait que leur effet n'est visible qu'à température cryogénique. Cependant, le confinement dans

les puits augmente l'énergie de liaison (interaction coulombienne) de ces excitons, les rendant stables à température ambiante, ce qui entraîne des résonances excitoniques, c'est à dire des modifications du spectre d'absorption.

Lorsque l'on applique un champ électrique perpendiculaire aux couches de puits quantiques, deux effets entrent en jeu. Tout d'abord, comme dans un matériau massif, les bords de bande deviennent fortement inclinés, ce qui rend plus faible la séparation d'état fondamental entre eux. Ensuite, le champ électrique repousse les électrons et les trous des excitons vers les côtés opposés du puit, d'où une réduction de l'énergie de liaison de ceux-ci, et un déplacement de Stark correspondant dans l'absorption d'exciton. L'exciton, même affaibli, persiste aussi longtemps que les barrières empêchent les électrons et les trous de sortir par effet tunnel, et aussi longtemps que le puit est assez étroit pour assurer l'interaction de Coulomb. Ainsi, l'ionisation par le champ électrique des excitons est inhibée, et les pics d'absorption excitoniques sont préservés. Cet effet est appelé l'effet Stark confiné [47] (ou QCSE pour *Quantum-Confined Stark Effect*).

Cet effet Stark confiné est très utile pour les modulateurs puisque des champs électriques modérés permettent un changement significatif de l'absorption. L'effet d'électro-absorption est environ 50 fois plus important dans les modulateurs à structure MQW que dans les semi-conducteurs massifs. Les premiers MEAs à structure MQW étaient fabriqués sur arséniure de gallium avec des couches GaAs-GaAlAs. Mais, afin de pouvoir fonctionner à haut-débit, et en vu d'une intégration monolithique avec la diode laser et le circuit de commande, les MEAs actuels sont réalisés sur substrat InP [48].

C'est ce type de MEA à structure MQW sur substrat InP qui est utilisé dans cette étude.

Les matériaux utilisés pour fabriquer ces modulateurs à multiples puits quantiques sur substrat InP, reposent sur différents alliages [49] : InGaAs/InAlAs, InGaAlAs/InAlAs, InGaAs/InGaAlAs, InAsP/InGaP ou InGaAsP/InGaAsP.

3.c. Structures de l'électrode

La structure de l'électrode, permettant d'appliquer le signal électrique, permet également de différencier deux types de MEAs.

Les MEAs les plus classiques ont une électrode dite « localisée » (Figure II-20 (a)). Le signal micro-onde est appliqué au centre du guide optique, qui est en général d'une longueur inférieure à 200 μm . Malheureusement, cette structure présente une capacité parasite totale assez importante. Le réseau RC en résultant, va limiter la vitesse de modulation du modulateur. Pour un fonctionnement à très haut-débit, des composants plus courts sont utilisés, de l'ordre de 60-75 μm , afin de réduire la capacité parasite. Les inconvénients de ces composants avec une région active très courte, sont un taux d'extinction maximum plus faible, et une tension de commande qui doit être plus forte, en comparaison avec des composants plus longs. Il est en effet plus facile d'obtenir un taux d'extinction élevé avec un composant plus long, qui permet de cumuler l'effet d'électro-absorption tout le long du guide optique.

Dans le but d'atteindre un fonctionnement haut-débit et avec une tension de commande faible, une deuxième structure de MEA est utilisée : il s'agit d'une structure à ondes progressives (ou TW pour *Travelling-Wave*) [50]. Une structure à ondes progressives est définie lorsque deux (ou plus) ondes distinctes (optique, électrique, acoustique ou autre...) interagissent l'une sur l'autre sur une certaine distance, tout en se propageant dans leurs guides d'onde respectifs. Dans un MEA à structure TW (Figure II-20 (b)), le signal micro-onde est appliqué à un bout du guide optique, et se co-propage avec le signal optique. A l'autre bout du guide optique, le signal micro-onde arrive sur une charge d'adaptation, afin de limiter les réflexions. Dans ce cas, le signal micro-onde voit seulement les parasites distribués, ce qui permet de dépasser les limitations en fréquence du circuit RC d'un composant localisé. Le composant peut également être plus long, ce qui permet d'augmenter le taux d'extinction maximum, tout en ayant une faible tension de commande.

Les MEAs à structure TW ont tout de même des facteurs de limitation en vitesse. Le premier facteur de limitation, est la différence de vitesse de propagation, entre les ondes électrique et optique. Mais ce qui va limiter le plus en vitesse ces modulateurs, ce sont les pertes micro-ondes à haute fréquence, qui incluent les pertes de propagation, et les pertes de réflexion sur le port d'entrée. De plus, ces structures TW sont plus complexes à fabriquer.

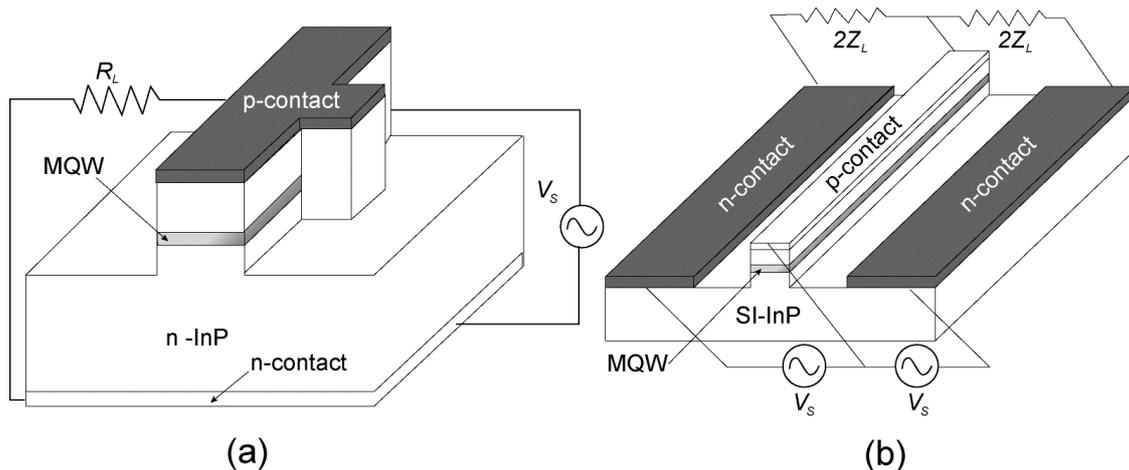


Figure II-20 : Structures de MEA à électrode localisée (a) et à onde progressive (b)

B.4. Principe de la génération d'impulsions à partir d'un MEA

L'absorption de la lumière incidente dans un MEA varie fortement en fonction de la tension appliquée sur l'électrode de celui-ci. Le guide optique est transparent pour une tension nulle, et apporte une très forte atténuation pour une tension négative, il est alors quasiment opaque. Cette caractéristique peut se quantifier par le taux d'extinction statique (ou SER pour *Static Extinction Ratio*) du modulateur, défini comme le rapport de puissance optique en sortie du MEA sur la puissance optique en entrée.

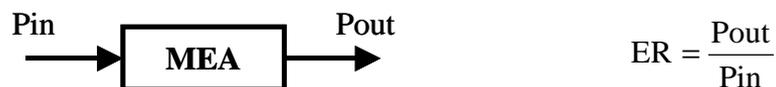


Figure II-21 : Définition du taux d'extinction optique statique d'un MEA

Ce taux d'extinction statique est donc fonction de la tension électrique appliquée sur l'électrode du modulateur. La courbe de la Figure II-22 montre un exemple de SER mesuré par Alcatel Opto+, pour une MEA de 100 μm de long à 1550 nm, en fonction de la tension appliquée sur son électrode.

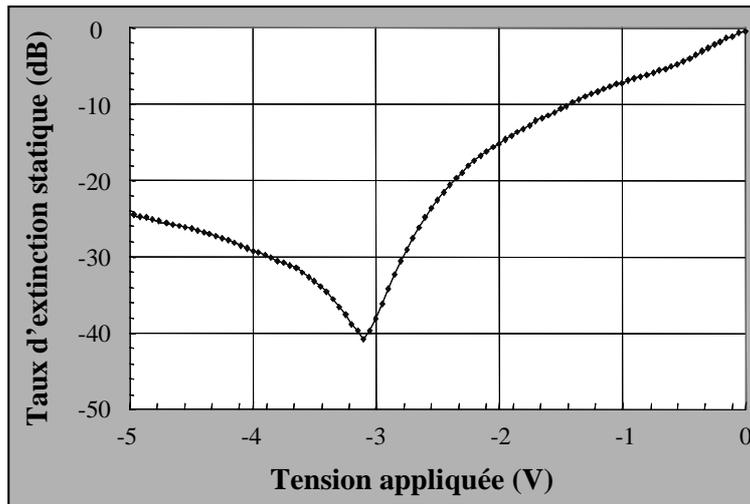


Figure II-22 : Taux d'extinction statique d'un MEA en fonction de la tension appliquée sur son électrode

Lorsque l'on applique une tension électrique hyperfréquence sinusoïdale sur l'électrode d'un MEA, on balaye alors cette caractéristique autour du point de polarisation choisi. En prenant la forme temporelle de cette caractéristique, et en lui appliquant une tension sinusoïdale, on peut tracer la forme temporelle de la puissance optique en sortie du MEA, qui va correspondre à un train d'impulsions optiques (Figure II-23).

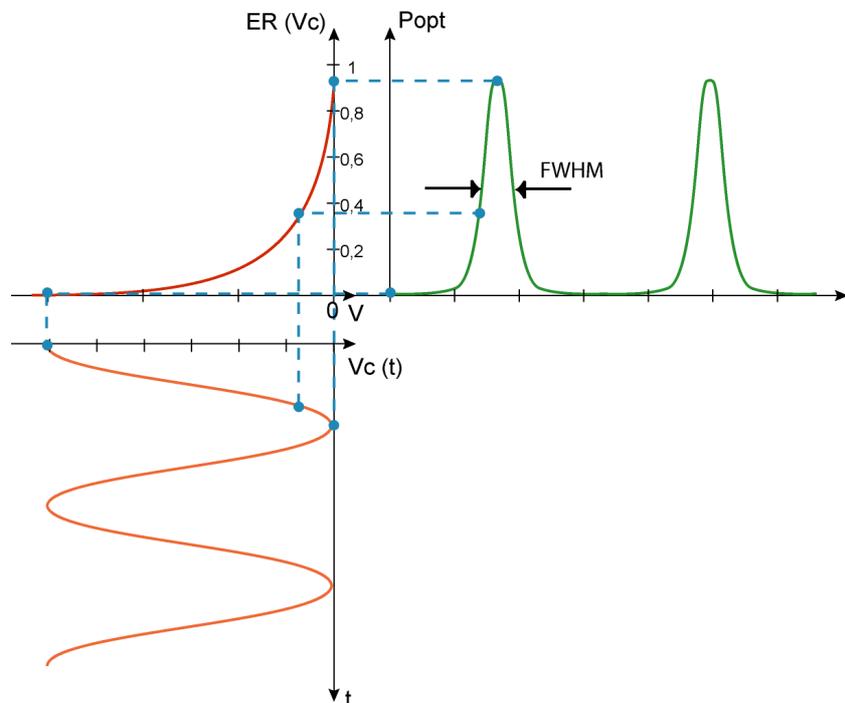


Figure II-23 : Principe de la génération d'impulsions

On caractérise ces impulsions optiques, par leur taux d’extinction optique dynamique (ou DER pour *Dynamic Extinction Ratio*), qui s’exprime en dB par :

$$\text{DER} = 10 \times \log \frac{P_{\max}}{P_{\min}}$$

ainsi que par leur largeur à mi-hauteur (ou FWHM pour *Full-Width at Half-Maximum*).

B.5. Principales réalisations de générateurs d’impulsions à partir de MEA

La technique de génération d’impulsions à partir de modulateurs électro-absorbants est donc relativement simple. Des impulsions courtes et stables sont générées en commandant ces modulateurs par une tension électrique sinusoïdale. Les avantages de cette technique incluent un taux de répétition élevé, peu de chirp, pas de jitter, et la possibilité d’un ajustement électrique.

Les MEAs sur substrat InP peuvent être intégrés monolithiquement avec une diode laser fonctionnant en continu (configuration DFB-EAM). Cependant, si cette intégration monolithique est très utilisée à bas débit (de 2.5 à 10 Gbit/s), elle induit du chirp. Ceci est d’autant plus critique lorsque l’on augmente le débit, limitant les possibilités de transmission longue distance, et la plupart du temps, à 40 Gbit/s, la diode laser et le MEA sont isolés (hormis dans [57]).

Diverses solutions sont adaptées pour augmenter les performances de ces générateurs d’impulsions : les plus couramment utilisées consistent à placer derrière le MEA des fibres à compensation de dispersion chromatique, ou encore des étages compresseur, parfois suivis d’étages de remise en forme des impulsions. Malheureusement ces solutions dégradent fortement la compacité de la source d’impulsions, et augmentent la difficulté de mise en œuvre.

Le tableau ci-après résume les principales réalisations présentées dans la littérature sur des générateurs d’impulsions à partir de MEA.

Type (Longueur)	Fréquence (GHz)	FWHM (ps)	ER (dB)	Vcc (V)	Electrode	Référence
EAM (325 μm) + fibres de compensation	10	6.3		10.7	Localisée	[51] 1994 / BT Lab
EAM + fibres de compensation + filtre WDM	10	1.6	20		Localisée	[52] 2003 / Georgia Tech
DFB-EAM + deux étages de compression	10	20	20	2.2	Localisée	[53] 2003 / University of Tokyo
DFB-EAM + étage compresseur + étage de remise en forme	10	3.5	27		Localisée	[54] 2004 / University of Tokyo
EAM (200 μm)	20	3.6	15	6	Localisée	[55] 1998 / Oki
EAM (300 μm) + double commande	30	4	20	7 x 2	TW	[56] 2000 / UCSB
DFB-EAM (100 μm)	40	10.9			Localisée	[57] 1997 / NTT
Tandem-EAM (300 μm + 400 μm)	40	6	50	7 x 2	TW	[58] 2000 / UCSB
EAM (330 μm)	40	4	30	5.6	TW	[59] 2002 / UCSB
EAM (300 μm)	40	3.4		5.6	TW	[60] 2003 / UCSB

Tableau 1 : Résumé des principales réalisations de générateurs d'impulsions à partir de MEA à 1.55 μm . TW : travelling-wave structure ou structure à onde progressive.

Une autre solution permettant d'augmenter les performances, mais qui dégrade elle aussi la compacité de la source, consiste à utiliser deux MEAs dans une configuration en tandem [58]. Cette solution est très efficace pour augmenter le taux d'extinction et diminuer la largeur des impulsions, mais les pertes d'insertion optiques cumulées sur les deux MEAs deviennent très importantes.

Enfin, si on regarde la structure des électrodes des MEAs de ces réalisations, on voit que lorsque l'on monte en débit, les MEAs à électrode TW sont préférés aux MEAs à électrode localisée. Le premier MEA à électrode TW a été présenté par Nippon Telegraph and

Telephone (NTT) en 1997 [61]. Cependant, peu de compagnies ont suivi le concept d'électrode TW pour leurs MEAs, sans doute en raison du brevet NTT [62] déposé en 1997. Les travaux sur les MEAs à électrode TW sont donc l'œuvre de groupes universitaires, tels que l'Université de Californie à Santa Barbara (UCSB).

Néanmoins, pour fonctionner à un débit de 40 Gbit/s, et ce quelque soit la structure de l'électrode, les MEAs nécessitent de fortes tensions de commande afin d'obtenir des performances (largeur d'impulsion et taux d'extinction), satisfaisantes pour les futurs systèmes de communications à 160 Gbit/s. En effet, ces performances se trouvent limitées par l'amplitude de la tension électrique à l'intérieur du MEA, en raison des pertes de couplage microondes. C'est pourquoi nous abordons maintenant l'étude dont nous avons été chargée par Alcatel Opto+ sur l'optimisation d'un driver MMIC pour la commande hyperfréquence à 40 GHz du MEA.

III. Conception en technologie pHEMT AsGa d'un driver MMIC à 40 GHz de modulateur électro-absorbant pour la génération d'impulsions optiques

Les modulateurs électro-absorbants sont des composants très prometteurs pour la génération d'impulsions optiques, pour les futurs systèmes de communication optique à 160 Gbit/s. Cependant, les largeurs d'impulsions générées par les MEAs sont larges en comparaison avec les autres techniques. De fortes tensions de polarisation, et donc des puissances de commande élevées sont généralement nécessaires pour réduire cette largeur d'impulsion et pour augmenter le taux d'extinction dynamique. En effet, ces caractéristiques se trouvent limitées par l'amplitude de la tension électrique à l'intérieur du MEA. L'amplitude intrinsèque est très inférieure à l'amplitude extrinsèque appliquée en raison des pertes de couplage microondes.

L'approche classique consiste à amener une puissance de commande élevée à l'aide de circuits standardisés 50 Ω . Or, l'impédance présentée par l'électrode du MEA se trouve être très différente d'une impédance 50 Ω . Il en résulte une désadaptation importante entre le circuit de commande et l'électrode du MEA, entraînant de très fortes pertes de couplage. Par conséquent, de fortes tensions de commande, et donc des puissances de commande élevées sont nécessaires pour avoir une tension suffisante à l'intérieur du MEA. La consommation électrique du circuit de commande est donc conséquente, avec un rendement très faible. De plus, la puissance dissipée au niveau de cette désadaptation a pour effet une élévation de la température, qui va perturber le fonctionnement du MEA, celui-ci ayant un comportement très sensible en température. Ce point est d'autant plus critique lorsque le circuit de commande est intégré en module avec le MEA.

Dans ce type d'environnement de modules optiques intégrés, les contraintes sur la consommation deviennent fortement critiques dans le fonctionnement du module. La puissance consommée doit donc être réduite au maximum, sans toutefois sacrifier les performances du module.

III.A. Caractéristiques et modélisation du MEA InP d'Opto+

Les MEAs étudiés ici sont des MEAs sur substrat InP, ayant une électrode de 100 μm de long. Ces composants ont été étudiés et développés au sein d'Alcatel Opto+.

A.1. Structure

L'onde incidente sur le modulateur doit être guidée jusqu'à la partie active du MEA. En effet, si on injectait le faisceau directement dans la partie active du matériau, il faudrait appliquer une tension sur une région plus volumineuse, donc une tension plus forte. Par contre, en configuration guidée, le flux lumineux est confiné dans une très faible épaisseur de matériau jusque dans la partie active, où a lieu l'effet d'électro-absorption.

Une couche intrinsèque de matériau électro-absorbant constitue le cœur de ce guide optique (Figure III-1). Les couches de confinement, qui permettent de concentrer le faisceau lumineux dans ce cœur, sont en InP fortement dopé, de type n^+ d'une part, et de type p^+ d'autre part. La différence d'indice entre la couche intrinsèque et les couches dopées n^+ et p^+ assure le confinement optique vertical. La différence d'indice entre la couche intrinsèque et la couche semi-isolante déposée sur les deux flans latéraux assure le confinement horizontal.

Pour la partie intrinsèque, il s'agit d'une structure à multiple puits quantiques (MQW). Le matériau de cette partie intrinsèque est choisi de telle sorte que la longueur d'onde de son bord d'absorption soit légèrement inférieure à celle de la source optique, dont on veut moduler l'intensité : ainsi, pour les modulateurs utilisés dans notre étude, cette partie est constituée d'un empilement de couches en InGaAsP non dopé, pour moduler une onde optique à 1,55 μm .

Sur cette structure, on vient déposer localement une couche métallique de longueur donnée : c'est l'électrode, qui permet d'appliquer un champ électrique à travers le guide. La partie de guide, sous cette électrode, constitue donc la partie active du MEA, là où a lieu l'effet d'électro-absorption. Cette partie a une longueur de 100 μm . Le guide optique passif, situé de part et d'autre de l'électrode, a pour rôle d'adapter le mode optique en sortie de fibre au mode optique guidé dans la zone active.

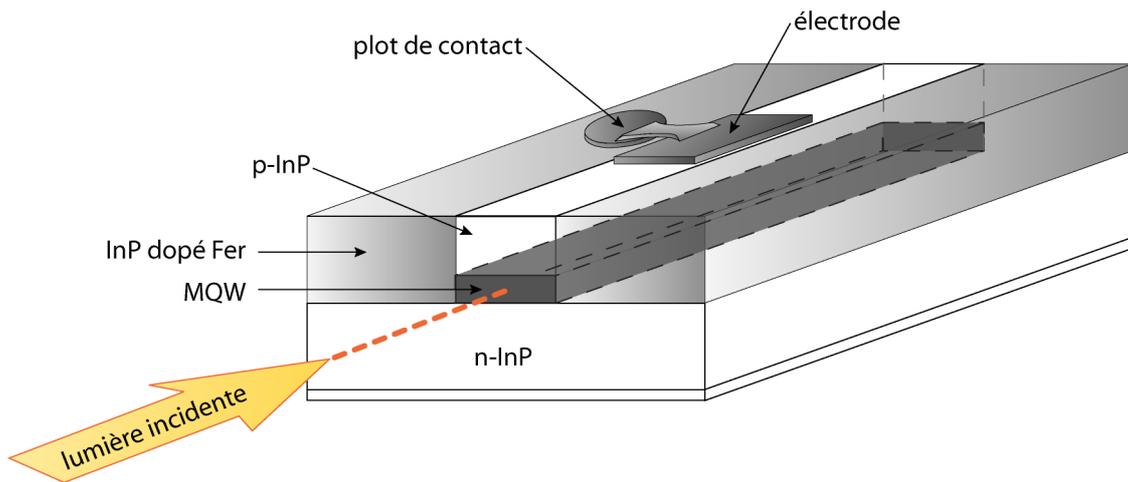


Figure III-1 : Structure du MEA sur substrat InP utilisé

Un contact électrique ne peut être pris directement sur l'électrode. Un plot de contact est donc placé sur le côté de celle-ci. Il sert à connecter le composant à un circuit extérieur, notamment le driver de commande, via un fil de « bonding ». Le plot de contact est relié à l'électrode par un pont métallique réalisé sur matériau polymère.

La géométrie du plot est optimisée afin de réduire au maximum les parasites électriques, et afin d'être compatible avec les moyens de montage d'Opto+.

A.2. Mesure et modélisation du taux d'extinction statique

Nous avons vu dans le chapitre précédent que le taux d'extinction optique statique (ou ER pour Extinction Ratio), qui est une des caractéristiques principales d'un MEA, est défini par la formule :

$$ER_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P(V_C)}{P(V_C = 0V)} \right) \text{ avec } P \text{ puissance optique en Watts}$$

et V_C tension de polarisation électrique

Ce taux d'extinction caractérise la faculté d'absorption du modulateur en fonction de la tension électrique appliquée sur son électrode. L'analyse de la courbe du taux d'extinction en fonction de la tension de commande V_C permet de prédire la forme du signal optique en sortie du modulateur.

La

Figure III-2 montre le schéma du montage réalisé à Opto+ permettant la mesure du taux d'extinction statique en fonction de la tension de polarisation sur son électrode. Le banc est constitué d'une source laser accordable qui permet de fixer la longueur de travail dans la gamme [1530-1580] nm. Une mesure préalable de la puissance optique en sortie de fibre permet de connaître parfaitement la puissance optique injectée. Des boucles de Lefèvre [63] permettent de régler la polarisation TE ou TM en entrée du composant. La variation de la tension de polarisation du MEA est réalisée par la source de tension.

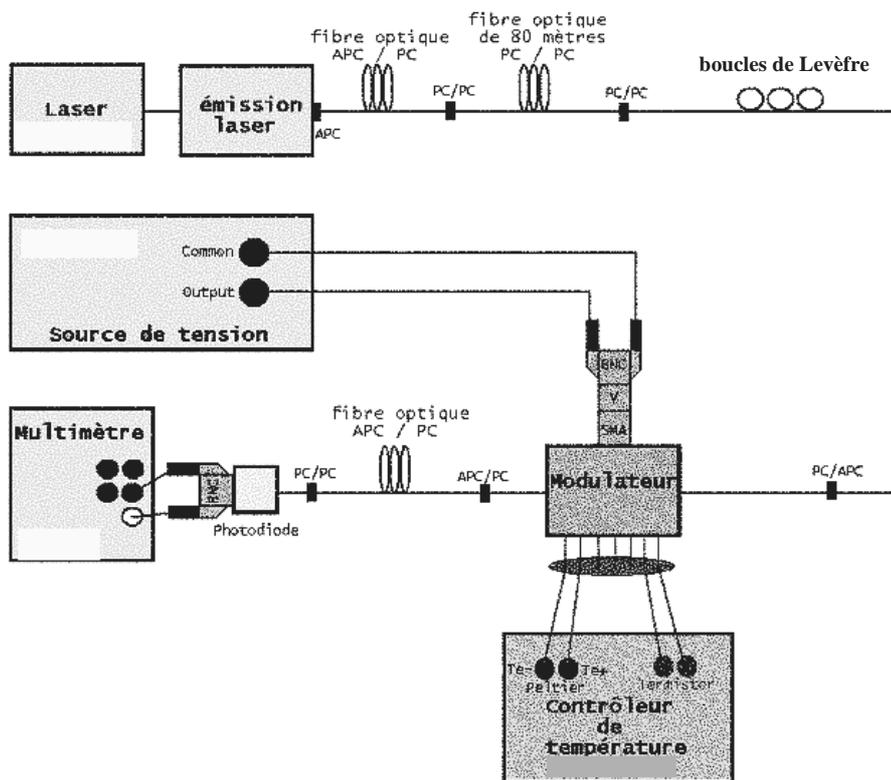


Figure III-2 : Principe de mesure du taux d'extinction optique statique

La mesure de la puissance optique de sortie est effectuée par l'intermédiaire d'une photodiode. Cette photodiode convertit le signal optique en un signal électrique. Ensuite, le photocourant délivré par la photodiode de détection est mesuré par l'intermédiaire d'un simple multimètre.

Le contrôleur de température permet de fixer la température de fonctionnement du modulateur dans la gamme [15-30] °C. Il est ainsi possible de tracer l'évolution du taux d'extinction statique (SER) en fonction de la température.

La courbe $ER(V_c)$ de la Figure III-3 représente la mesure du taux d'extinction statique du MEA de $100\ \mu\text{m}$ de long utilisé dans cette étude, en fonction de la tension appliquée sur son électrode. Ces mesures de SER sont effectuées au sein d'Opto+.

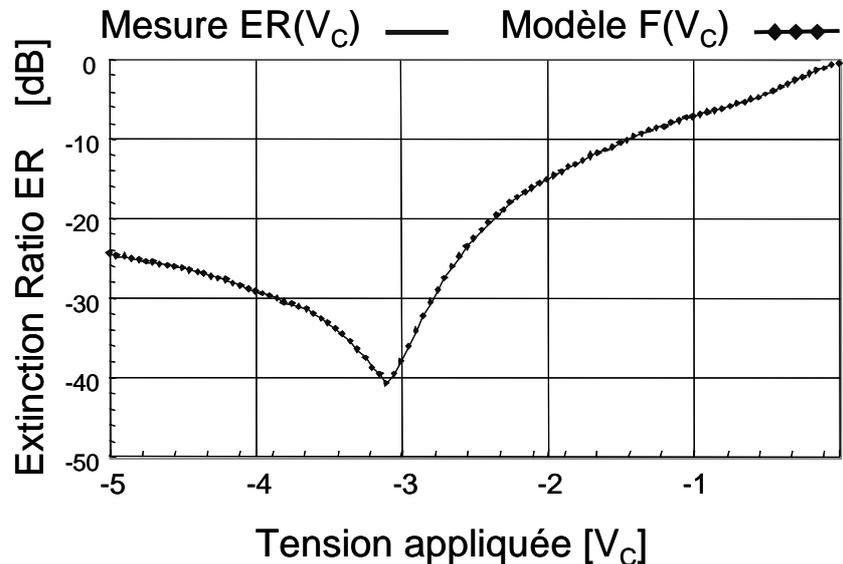


Figure III-3: Taux d'extinction statique d'un MEA $100\ \mu\text{m}$ en fonction de la tension appliquée à $1550\ \text{nm}$

On peut remarquer sur cette courbe que pour une tension nulle, le MEA est transparent pour la lumière incidente (hormis les pertes d'insertion optiques), tandis que pour une polarisation inverse, il apporte une atténuation qui peut atteindre jusqu'à 40 dB.

Lors de l'utilisation du MEA pour la génération d'impulsions, la tension de commande hyperfréquence V_c (délivrée par le driver) doit permettre de balayer la courbe $ER(V_c)$ afin de faire varier le taux d'extinction optique, et de ce fait, de faire varier l'absorption de la lumière traversant le semi-conducteur. En choisissant judicieusement le point de fonctionnement du MEA et l'amplitude de la tension de commande hyperfréquence V_c appliquée sur son électrode, il est possible d'optimiser la forme des impulsions optiques souhaitées.

Afin de pouvoir être intégrée directement dans la phase de CAO hyperfréquence du driver de commande, la courbe mesurée $ER(V_c)$ a été modélisée à l'IRCOM par une fonction rationnelle spécifique $F(V_c)$ (Figure III-3)(approximation de Padé [65]) :

$$F(V_c) = \frac{A_0 + \sum_{k=1}^7 A_k \times V_c^k}{1 + \sum_{k=1}^8 B_k \times V_c^k}$$

Les coefficients de la fonction rationnelle modélisant la courbe ER(V_c) du MEA de 100 μm sont donnés dans le tableau ci-après, ils sont calculés grâce à un programme C++ développé en interne.

A0	0,893223	B1	2,11095
A1	2,87737	B2	4,21612
A2	4,16107	B3	6,83338
A3	3,1603	B4	6,95235
A4	1,35136	B5	3,65017
A5	0,328943	B6	0,931185
A6	0,0426617	B7	0,0974114
A7	0,00229066	B8	0,00209557

Tableau 2 : Coefficient de la fonction rationnelle modélisant la courbe ER(V_c)

A.3. Modèle électrique équivalent

La tension de commande hyperfréquence V_c n'est pas directement la tension en sortie du driver, mais c'est la tension intrinsèque appliquée sur l'électrode du MEA. Pour connaître cette tension intrinsèque de commande du MEA, l'électrode du modulateur a été modélisée par le schéma électrique équivalent petit signal représenté sur la Figure III-4 ci-dessous :

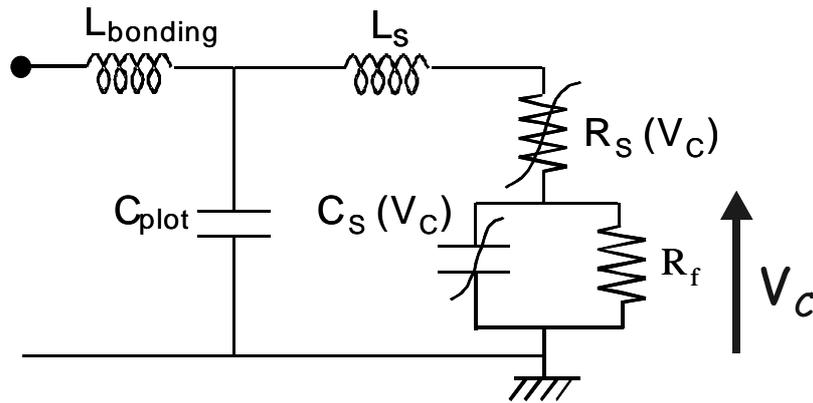


Figure III-4 : Schéma électrique équivalent de l'électrode du MEA

La signification physique des éléments du schéma est la suivante :

- L_{bonding} : inductance du fil de « bonding »
- C_{plot} : capacité due au plot de contact
- L_s : inductance parasite due à la métallisation
- R_s : résistance parasite de métallisation et des zones dopées
- C_s : capacité due à la zone intrinsèque
- R_f : résistance de fuite ; étant de très forte valeur, son influence intervient surtout aux basses fréquences.

Les valeurs de ces éléments électriques ont été extraites à partir de mesures sous pointes réalisées à Opto+. Les valeurs nominales prises en compte pour la conception sont indiquées dans le tableau ci-dessous :

C_{plot} (fF)	L_s (nH)	R_s (Ω)	C_s (fF)	L_{bonding} (nH)
35	0.02	21.5	100	0.3

Tableau 3 : Valeur nominales du schéma électrique équivalent du MEA 100 μm

Les valeurs indiquées correspondent à un modulateur dont la longueur de l'électrode est de 100 μm .

Lors de la fabrication d'un MEA, la longueur du composant, ainsi que la longueur de l'électrode, et donc de la zone active, peuvent varier légèrement. Il faut donc connaître la variation des valeurs des éléments du schéma électrique équivalent en fonction des dispersions de fabrication. La capacité C_{plot} et l'inductance L_s peuvent être considérées comme constantes d'un « run » à l'autre. Par contre, les valeurs de R_s et C_s varient d'un « run » à l'autre, mais restent liées par la relation suivante : $R_s \times C_s = \text{constante}$. En effet, le produit $R_s C_s$ reste quasiment constant lorsque la longueur du composant change légèrement.

D'autre part, la résistance série R_s et la capacité C_s varient en fonction de la tension de polarisation. Pour une tension de polarisation inverse comprise entre -3V et -1V, on observe les variations suivantes sur R_s et C_s lorsque la tension passe de -3 à -1V :

- R_s augmente de 1Ω ($\cong 5\%$)

- C_s augmente de 5 fF ($\cong 5\%$)

La conception du driver de commande a été réalisée à partir des valeurs nominales des éléments, tout en tenant compte des variations indiquées ci-dessus.

III.B. Spécifications du driver MMIC

Notre objectif dans cette étude était de concevoir un circuit driver spécifique pour optimiser les performances du MEA développé par Opto+, et non pas un driver 50Ω . Les spécifications de ce circuit driver de MEA sont d'obtenir, à partir d'une puissance d'entrée de 0 dBm (sur 50 Ohms, spécification système), une tension de commande V_c , aux bornes de l'électrode du modulateur, suffisante pour générer des impulsions optiques ayant un taux d'extinction optique de 30 dB, et une largeur à mi-hauteur d'environ 5 à 6 ps (meilleures caractéristiques pouvant être obtenues à partir du MEA Opto+). Les spécifications du driver ne sont donc pas des spécifications classiques pour un amplificateur (gain, puissance, [S] ...), mais sont des spécifications sur les caractéristiques optiques de la fonction driver+MEA. L'objectif réel est bien de réaliser un générateur d'impulsions optiques à 40 Gbit/s, en intégrant en module un MEA commandé par le driver MMIC.

Le schéma de principe du module pour la génération d'impulsions optiques à partir du MEA commandé par le driver MMIC est représenté Figure III-5.

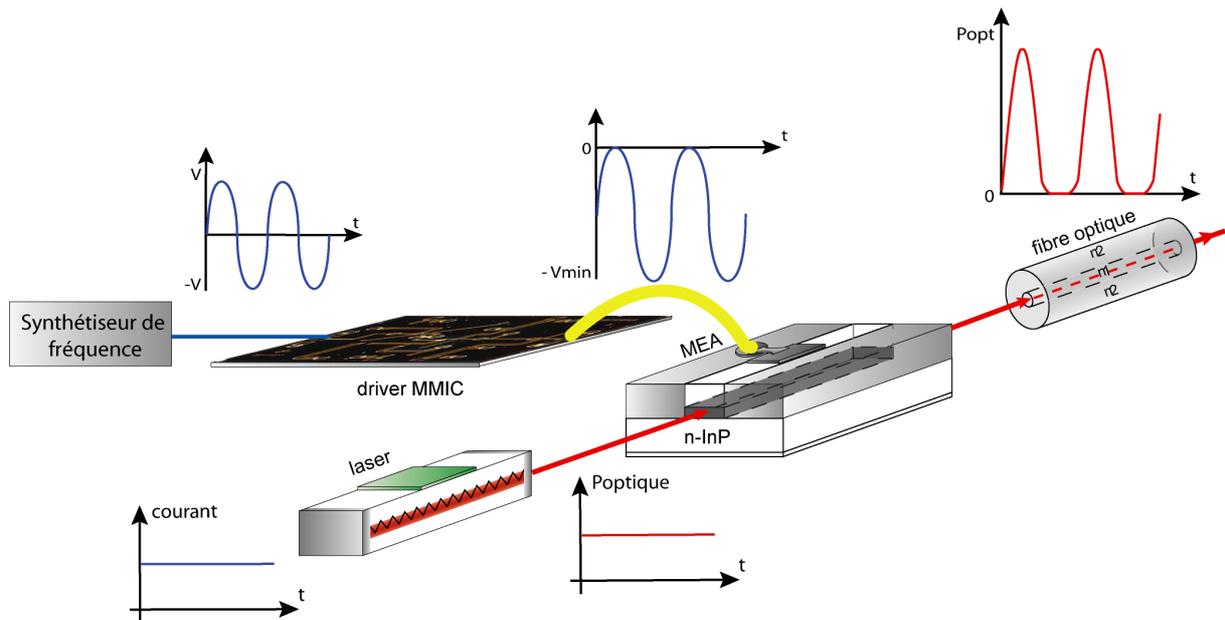


Figure III-5 : Schéma du module d'émission à partir du MEA commandé par le driver MMIC

Les deux points clés de l'optimisation du driver sont d'une part, de maximiser l'excursion en tension V_c afin de profiter de toute la dynamique en taux d'extinction du MEA, et d'autre part, d'adapter le driver à l'impédance d'entrée de l'électrode du MEA qui est très différente de 50Ω . Dans le cas des MEAs InP de $100 \mu\text{m}$ présentés dans le paragraphe précédent, l'objectif d'un taux d'extinction supérieur à 30 dB pour des impulsions de 5 à 6 ps impose une tension crête-crête minimale V_c de $4V_{cc}$ dans une bande de fréquence autour de 40 GHz. Cette excursion en tension doit permettre, combinée avec le choix du point de polarisation inverse du MEA, de trouver un compromis efficace entre le taux d'extinction et la largeur à mi-hauteur des impulsions.

L'utilisation d'un MEA pour la génération d'impulsions optiques est à priori une application devant fonctionner uniquement à la fréquence débit. Dans cette étude, le débit étant de 40 Gbit/s, cela correspond, si l'on se réfère à la norme américaine SONET (*Synchronous Optical Network*), ou à la norme européenne SDH (*Synchronous Digital Hierarchy*) [64] qui en est inspirée, à une fréquence de fonctionnement de 39,81 GHz. Cependant, les spécifications imposent au driver de fonctionner également à la fréquence 42,66 GHz, qui correspond au même débit de 40 Gbit/s, mais avec un code correcteur d'erreur.

De plus, pour parer à un éventuel décalage en fréquence lors de la réalisation technologique, la bande de fréquence sur laquelle le driver doit fonctionner a été élargie à la bande [38,5-44 GHz].

L'architecture du circuit doit de plus tenir compte :

- des dispersions de montage induites par l'hybridation du modulateur : fils de bonding, contraintes boîtier, ...
- des variations technologiques : dispersion des caractéristiques électriques du driver dans le « run », et d'un « run » à l'autre.
- des variations des conditions de polarisation de l'électrode du modulateur électro-absorbant : variation de la capacité avec la tension de polarisation.

D'autre part, ce circuit doit permettre la polarisation du modulateur, en intégrant un té de polarisation sur la puce MMIC.

Enfin, afin d'être compatible avec les contraintes de mise en module, et avec les contraintes liées à la présence d'autres circuits (amplificateurs distribués large bande pour photoréception) sur le réticule lors de la réalisation, la taille de la puce MMIC a été fixée à $2,6 \times 1,8 \text{ mm}^2$.

III.C. Topologie du driver actif

Les conditions nécessaires pour choisir la technologie de transistor du driver électronique de MEA, sont une tension d'avalanche et une fréquence de transition élevées, ceci afin d'atteindre l'excursion en tension requise pour la tension de commande hyperfréquence V_c . La technologie retenue est une technologie de transistor PHEMT (pour *Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor*), sur substrat d'Arséniure de Gallium (AsGa). Il s'agit de la technologie AsGa PHEMT 0.15 μm de la fonderie OMMIC, et plus particulièrement de la filière D01PH (D : depletion mode transistor ; 01 : 0.15 μm gate length ; P : power applications ; H : Pseudomorphic HEMT Layer).

Pour la cellule active du driver, nous avons choisi d'optimiser une cellule cascode [66][67], qui assure une bonne isolation entrée-sortie et permet théoriquement de doubler les potentialités en tension d'avalanche d'une technologie donnée. Cette excursion en tension de

sortie du montage cascode est nécessaire, pour compenser les pertes induites par le circuit d'adaptation de sortie et le modulateur, afin d'obtenir une tension V_c de 4 V crête-crête dans la bande de fréquence autour de 40 GHz, sans saturer le driver.

C.1. Cellule cascode

Un montage cascode est un montage de deux transistors dont le premier est en source commune, et le deuxième en grille commune (Figure III-6). Ce montage permet de doubler théoriquement la tension de sortie par rapport à un transistor seul, puisque la tension de sortie V_s est égale à la somme des tensions drain-source des deux transistors ($V_s = V_{ds1} + V_{ds2}$).

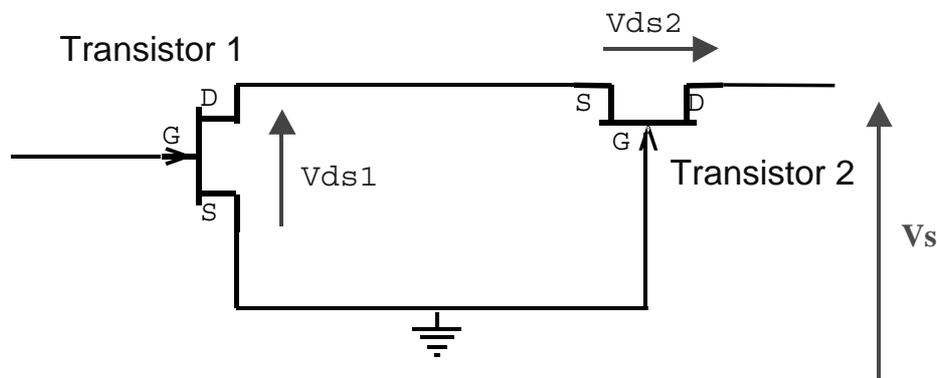


Figure III-6 : Montage cascode de deux transistors à effet de champ

Ce choix a été dicté par la grande excursion en tension nécessaire en sortie du driver, et qui ne peut être obtenu à partir d'un transistor seul compte tenu de ses limitations en tension d'avalanche. Pour la filière de transistors D01PH, dont la tension d'avalanche est d'environ 8 V, en tenant compte de la tension de déchet (zone ohmique), on peut obtenir en théorie une tension idéale en sortie du montage cascode de 14 Vcc.

De plus, ce montage cascode présente comme avantages :

- une amélioration de l'isolation entrée-sortie
- une augmentation du gain
- une augmentation de l'impédance de sortie

Pour un fonctionnement hyperfréquence, il est cependant nécessaire d'ajouter une capacité en série sur la grille du deuxième transistor. En effet, sans cette capacité, la tension V_{ds1} issue du premier transistor est directement appliquée à l'entrée du deuxième, et ainsi celui-ci se trouve

bloqué compte tenu de la grande valeur de V_{ds1} qui est appliquée en V_{gs2} . Cette capacité en série que l'on ajoute est utilisée comme diviseur de tension, de telle sorte que l'on prélève aux bornes de la capacité C_{gs} du deuxième transistor, une tension V_{gs2} beaucoup plus faible et dans un rapport indépendant de la fréquence (Figure III-7).

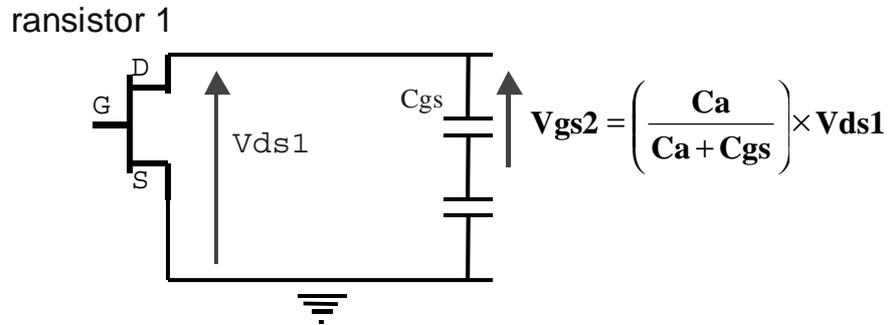


Figure III-7 : Découplage des tensions avec une capacité additionnelle (C_a)

Pour compléter ce montage, une ligne de transmission entre les deux transistors permet d'éloigner ceux-ci et d'augmenter l'isolation du composant. De plus, une résistance a été rajoutée en série sur la grille du deuxième transistor, afin d'assurer la stabilité du montage qui reste un paramètre très délicat pour un montage cascode.

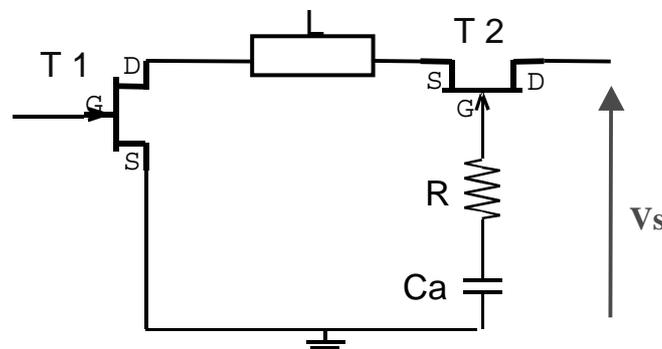


Figure III-8 : Montage cascode utilisé

Nous avons choisi un développement de grille de $6 \times 20 \mu\text{m}$ pour les transistors, qui représente un bon compromis entre la facilité d'adaptation du montage et une puissance consommée limitée. La valeur de la résistance R utilisée pour stabiliser le montage a été optimisée par une étude intrinsèque de stabilité (NDF) du montage.

C.2. Quadripôles de polarisation et d'adaptation

Le circuit nécessite quatre plots de polarisation :

- une polarisation de grille du premier transistor
- une polarisation inter-étage, appliquée sur la grille du deuxième transistor
- une polarisation de drain, appliquée à la sortie du montage, qui sert à polariser en V_{ds} les deux transistors
- une polarisation prévue pour le modulateur électro-absorbant, qui est intégrée sur la puce MMIC

La polarisation de grille du premier transistor est réalisée à l'aide d'une ligne de transmission en $\lambda/4$ avec une forte capacité reliée à la masse (Figure III-9).

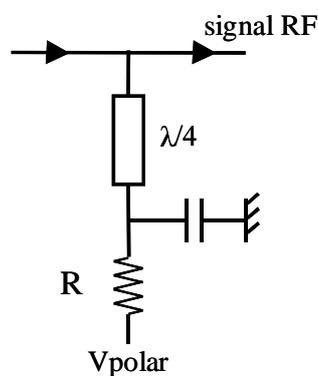


Figure III-9 : Circuit de polarisation de grille du premier transistor

A l'inverse d'une forte résistance qui pourrait être utilisée seule pour polariser la grille du transistor, cette topologie permet de ramener un court-circuit à l'harmonique 2 sur l'entrée du circuit.

Comme il s'agit d'une polarisation de grille, une résistance de forte valeur (500Ω) a été ajoutée en série sur la ligne qui va au plot de polarisation, après la capacité de découplage. Cette résistance a pour rôle d'éviter la création d'un courant de grille I_g , destructeur pour le premier transistor, en cas d'oscillations parasites.

Le circuit de polarisation prévu pour polariser le MEA en inverse utilise la même topologie, hormis la résistance de forte valeur R .

Pour la polarisation inter-étage, appliquée sur la grille du deuxième transistor, cette topologie est là encore reprise. Il a fallu cependant ajouter une résistance en série avant la ligne $\lambda/4$, pour des problèmes de stabilité intrinsèque du montage.

Le circuit de polarisation de drain, placé en sortie du deuxième transistor, et qui sert à polariser le drain des deux transistors en V_{ds} , a été conçu quant à lui à partir d'un stub circuit ouvert en $\lambda/8$, en parallèle avec une ligne de transmission en $\lambda/8$ court-circuitée par une capacité (Figure III-10), afin de minimiser la place nécessaire sur la puce MMIC.

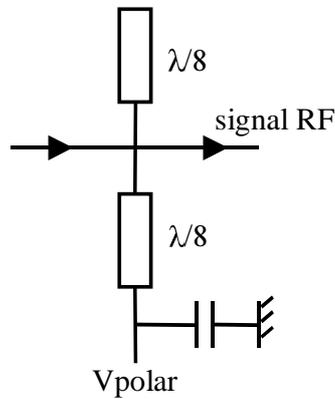


Figure III-10 : Circuit de polarisation de drain

Le stub $\lambda/8$ est fermé sur un circuit ouvert, de telle sorte qu'il présente une impédance égale à :

$$Z_{E1} = \frac{Z_C}{j \operatorname{tg}(\beta l_1)} \text{ avec } l_1 = \frac{\lambda}{8}$$

La ligne de transmission $\lambda/8$ est fermée sur un court-circuit, réalisé par la capacité reliée à la masse, et présente une impédance :

$$Z_{E2} = j Z_C \operatorname{tg}(\beta l_2) \text{ avec } l_2 = \frac{\lambda}{8}$$

L'admittance équivalente Y présentée par ce circuit de polarisation est donc égale à :

$$Y = \left[\frac{1}{Z_{E1}} + \frac{1}{Z_{E2}} \right] = \left[\frac{j \operatorname{tg}(\beta l_1)}{Z_C} - \frac{j}{Z_C \operatorname{tg}(\beta l_2)} \right]$$

à la fréquence de travail f_0 , $\operatorname{tg}(\beta l_1) = \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda_0} \times \frac{\lambda_0}{8}\right) = \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{4}\right) = 1 = \operatorname{tg}(\beta l_2)$

$$\text{d'où } Y = \left[\frac{j}{Z_c} - \frac{j}{Z_c} \right] = 0, \text{ ou encore } Z \rightarrow \infty$$

$$\text{à l'harmonique 2, on a } \text{tg}(\beta l_1) = \text{tg}\left(\frac{4\pi}{\lambda_0} \times \frac{\lambda_0}{8}\right) = \text{tg}\left(\frac{\pi}{2}\right) = \infty = \text{tg}(\beta l_2)$$

d'où $Y \rightarrow \infty$, ou encore $Z = 0$

Cette topologie de circuit de polarisation présente comme impédance ramenée, un circuit ouvert à la fréquence de travail, et un court-circuit à l'harmonique 2.

Les longueurs électriques des lignes de polarisation en $\lambda/4$ ou $\lambda/8$ données ci-dessus sont des valeurs théoriques qu'il a été nécessaire d'ajuster lors de la conception.

Des capacités de découplage en entrée et en sortie permettent de découpler la polarisation continue du signal hyperfréquence. De plus, afin d'éviter d'éventuelles oscillations BF sur les circuits de polarisation, une résistance d'une valeur 100Ω en série avec une capacité reliée à la masse, ont été ajoutées en parallèle sur chaque plot de polarisation.

Pour la simulation, des circuits de polarisation externes (Figure III-11) ont été pris en compte. Ces circuits n'ont quasiment aucune influence sur les simulations, le découplage étant réalisé avant.

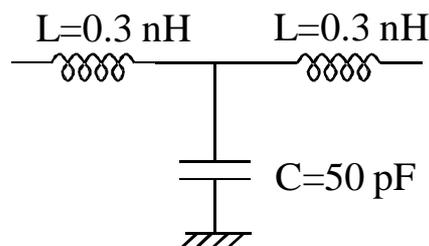


Figure III-11 : Plot de polarisation externe

La cellule cascode et son circuit d'adaptation de sortie sont conçus pour atteindre le meilleur compromis entre une adaptation optimale en tension de la cellule cascode, une stabilité intrinsèque, et un transfert maximum vers la tension de commande V_c intrinsèque. Ce compromis conduit à une tension en sortie du montage cascode d'environ $9 V_{c-c}$ pour une puissance d'entrée correspondant à la saturation ; et à une tension en sortie du circuit

d'environ $5 V_{c-c}$ pour atteindre une tension de commande intrinsèque V_c de $4 V_{c-c}$ pour une puissance d'entrée de 0 dBm.

III.D. Méthode de conception

Les deux points clés de l'optimisation du driver sont, d'une part de maximiser l'excursion en tension de commande V_c afin de profiter de toute la dynamique en taux d'extinction du MEA, et d'autre part, d'adapter le driver à l'impédance d'entrée du MEA qui est très différente de 50Ω .

Dans le cas des MEA sur substrat InP ($L=100\mu\text{m}$) développés dans cette étude, l'objectif d'un taux d'extinction optique de 20 à 30 dB pour des largeurs d'impulsion allant de 5 à 6ps, imposait une tension de commande minimale V_c de $4V_{\text{crête-crête}}$ dans une large bande de fréquence autour de 40GHz.

La méthode de conception du driver électronique de MEA est différente d'une optimisation classique en paramètres S, utilisée pour les amplificateurs sur 50Ω . Les objectifs réels du driver de commande sont l'excursion de la tension de commande intrinsèque du MEA, et surtout la forme temporelle résultante des impulsions optiques générées (largeur, taux d'extinction).

Dans ce but, nous avons développé une méthode spécifique de conception du circuit driver, qui permet la prise en compte directe du composant optique et de ses caractéristiques dans la phase de CAO hyperfréquence du driver. Cette méthode de conception orientée, implémente un banc de simulation dédié, permettant d'optimiser le circuit driver, et intégrant les caractéristiques opto-électronique du MEA. Ce banc de simulation est constitué de deux circuits 2-ports linéaires (C_1 et C_2), et d'un circuit 2-ports non-linéaire (C_3).

D.1. Circuit 2-ports linéaire C1

Ce premier circuit 2-ports linéaire C_1 , représenté Figure III-12, intègre le circuit driver, comprenant la cellule cascode et les circuits d'adaptation entrée-sortie, suivi du schéma électrique équivalent du MEA (cf §III.A.3), et d'une source de courant contrôlée en tension idéale (ou VCCS pour *Voltage-Controlled-Current-Source*).

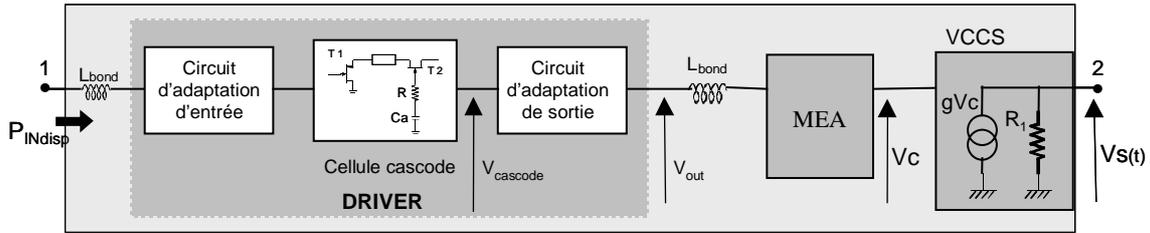


Figure III-12 : Circuit linéaire C1 : driver + MEA + VCCS

Etant donné que le montage cascode nous permet d'obtenir la tension de commande V_c requise sans saturer le driver, l'optimisation peut être initialisée à l'aide de simulations linéaires. On considère pour cela l'ensemble driver + MEA + VCCS comme une boîte de paramètres [S] à deux ports (Figure III-13).

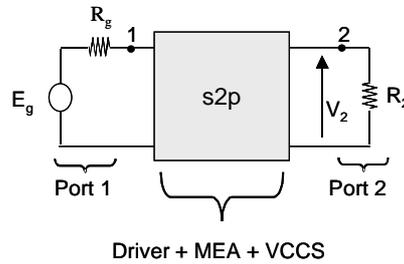


Figure III-13 : Circuit linéaire 2-ports C1 pour une optimisation linéaire

La source de courant contrôlée en tension, nous permet de prélever la tension de commande V_c , sans modifier l'impédance d'entrée du MEA vue par le circuit driver et son circuit d'adaptation de sortie. La tension de commande V_c contrôle donc la source de courant commandée en tension, pour laquelle les paramètres (g et R_1) sont choisis de manière à relier directement le paramètre S_{21}^* à la tension de commande V_{c-c} , et à la puissance d'entrée électrique disponible P_{INdisp} . Par conséquent, la spécification d'une excursion en tension de commande V_c de $4 V_{c-c}$, pour une puissance d'entrée de 0 dBm, correspond à un $|S_{21}^*| \geq 10$ dB pour ce circuit 2-ports.

$$P_{INdisp} = \frac{Eg^2}{8.R_0} \quad |S_{21}^*| = 2 \frac{V_2}{Eg}$$

$$g = \frac{1}{R_0} \quad \text{et} \quad R_1 = R_0 \quad \Rightarrow \quad |S_{21}^*| = \frac{V_c}{Eg} = \frac{V_{c-c}}{2\sqrt{8.R_0.P_{INdisp}}}$$

$$P_{INdisp} = 0 \text{ dBm} \quad \text{et} \quad V_{c-c} \geq 4 \text{ V} \quad \Rightarrow \quad |S_{21}^*| \geq 10 \text{ dB}$$

D.2. Circuit 2-ports linéaire C2

Ce deuxième circuit 2-ports linéaire C2, défini entre les ports 3 et 4, intègre le circuit d'adaptation de sortie du driver, chargé par le MEA, suivi de la source de courant contrôlée en tension idéale (Figure III-14). Ce circuit est utilisé pour synthétiser l'impédance de charge Z_{33} présentée à la cellule cascode active. Cette impédance est optimisée sur l'impédance optimale Z_{opt} de la cellule cascode, obtenue en régime non-linéaire lors de l'étude et de l'optimisation initiale du montage cascode, par la méthode des générateurs de substitution [69][70]. Ceci peut être réalisé tant que la charge présentée au port 2, n'influe pas sur la charge du driver, grâce à l'isolation due à la source de courant contrôlée en tension idéale.

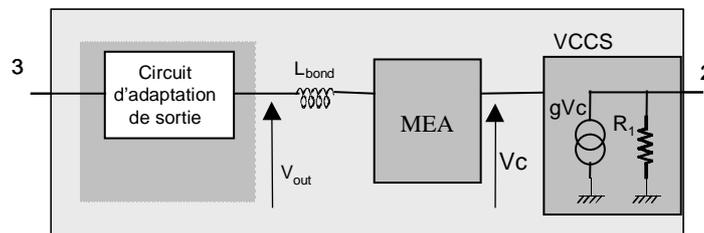


Figure III-14 : Circuit linéaire 2-ports C2 pour l'optimisation de l'impédance de charge optimale de la cellule cascode active

D.3. Circuit 2-ports non-linéaire C3

Le circuit 2-ports C3 est un circuit non-linéaire. Il est identique au circuit C1, excepté que les modèles linéaires des transistors et du MEA sont remplacés par leurs modèles non-linéaires. De plus, ce circuit intègre la fonction de transfert non-linéaire $F(V_c)$ modélisant la réponse électro-optique mesurée du MEA (cf §A.2). Ceci permet de calculer directement la forme temporelle des impulsions optiques générées à partir de la tension de commande simulée $V_c(t)$.

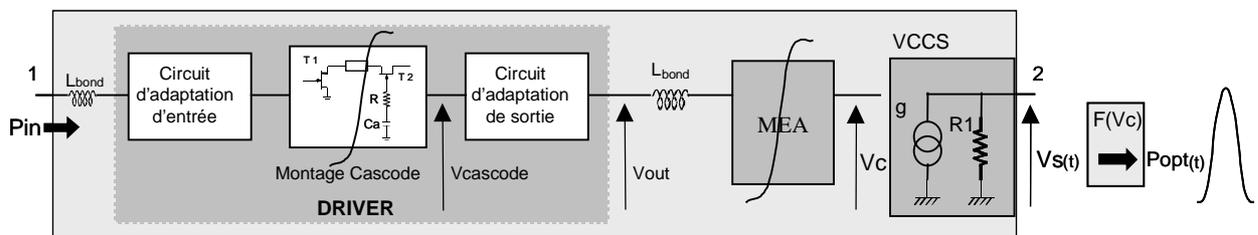


Figure III-15 : Circuit non-linéaire 2-ports C3

Le banc de simulation final intègre les trois circuits 2-ports (C1, C2 et C3) dans lesquels les sous-circuits dupliqués (i.e. le circuit d'adaptation de sortie dans C1, C2 et C3), sont reliés par les mêmes valeurs de composant. Etant donné que la cellule cascode a été synthétisée initialement par générateurs de substitution pour atteindre la tension de sortie requise sans saturer, des simulations linéaires peuvent être utilisées pour initialiser et optimiser les circuits d'adaptation entrée-sortie du driver dans la bande de fréquence [38,5-44 GHz].

Les circuits d'adaptation du driver sont optimisés en utilisant le circuit C1, le driver étant chargé par le MEA ($\neq 50 \Omega$). Les objectifs d'optimisation sont d'obtenir la tension de commande V_c requise ($|S_{21}^*| > 10$ dB), tout en ayant un coefficient de réflexion en entrée satisfaisant ($S_{11}^* < -10$ dB).

Dans le même temps, en utilisant le circuit C2, le circuit d'adaptation de sortie est aussi optimisé et contraint pour présenter à la cellule cascode son impédance optimale grand signal $Z_{33} \sim Z_{opt}$.

Il est important de rappeler que la cellule cascode, et au final le driver MMIC, sont optimisés afin d'obtenir une excursion en tension la plus grande possible, et non pas sur des critères plus classiques pour les amplificateurs de puissance, comme la puissance de sortie ou le rendement en puissance ajoutée.

Tout au long de la phase d'optimisation des circuits d'adaptation, et de conception du driver, chaque modification de topologie ou résultat de simulation de (C1, C2) est validé par des simulations non-linéaires en équilibrage harmonique (ou HB pour *Harmonic Balance*) du circuit C3. En effet, grâce à la fonction non-linéaire $F(V_c)$ du MEA modélisé, le circuit non-linéaire C3 permet de connaître, en fonction de la puissance RF d'entrée et de la fréquence, la forme temporelle des impulsions optiques générées. La fonction $F(V_c)$ ayant été implémentée dans le logiciel de simulation hyperfréquence, on peut ainsi directement vérifier les objectifs réels du driver de MEA qui sont la largeur d'impulsion et le taux d'extinction optique. Ce processus de simulation et d'optimisation du driver MMIC est représenté sur la Figure III-16.

De plus, pour une puissance d'entrée donnée, le circuit C3 est aussi utilisé pour déterminer le point de polarisation inverse optimum du MEA, afin d'obtenir les meilleures caractéristiques possibles pour les impulsions optiques.

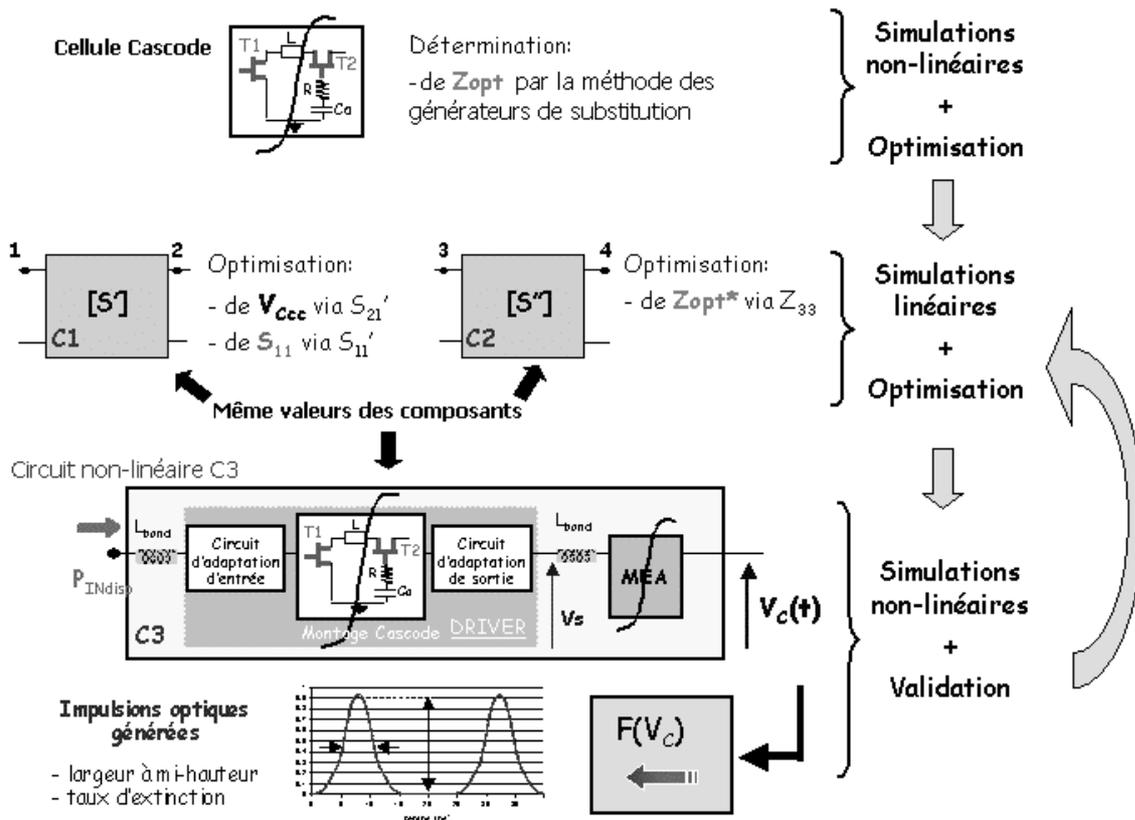


Figure III-16 : Synoptique du processus d'optimisation du driver MMIC

III.E. Performances simulées

E.1. Layout et performances

Lors de la conception du driver, différentes contraintes technologiques ont du être prises en compte, telles que :

- la largeur pour le chemin de découpe, fixée à $50 \mu\text{m}$
- la distance de $30 \mu\text{m}$ entre les plots de polarisation et le bord intérieur du chemin de découpe

De plus, pour des raisons liées à la phase d'assemblage avec le MEA, le plot de polarisation du MEA a été placé à un peu plus de $700 \mu\text{m}$ du bord extérieur de la puce.

Le circuit final de l'amplificateur inclue quatre plots de polarisation. Les valeurs des polarisations prévues pour les transistors sont : $V_{gs1} = -0,1 \text{ V}$; $V_{gs2} = 3 \text{ V}$; $V_{ds} = 8,5 \text{ V}$.

Le layout de l'amplificateur est représenté Figure III-17, la taille de la puce étant de :2,6 x 1,8 mm².

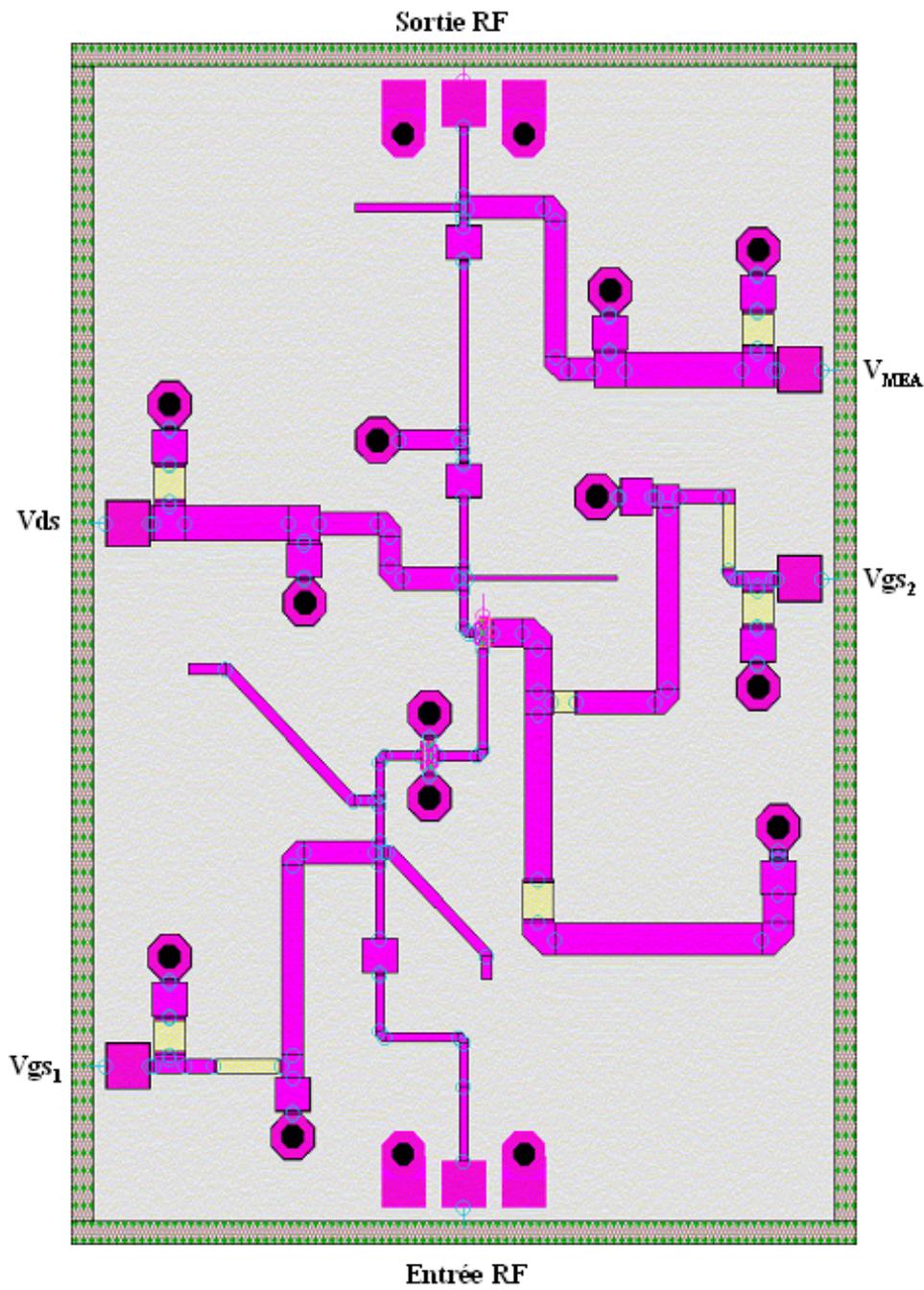


Figure III-17 : Layout du driver de MEA (2.6 x 1.8 mm²)

La Figure III-18 représente la simulation de la valeur crête à crête de la tension de commande intrinsèque du MEA V_c , en fonction de la fréquence, pour une puissance RF électrique d'entrée de 0 dBm.

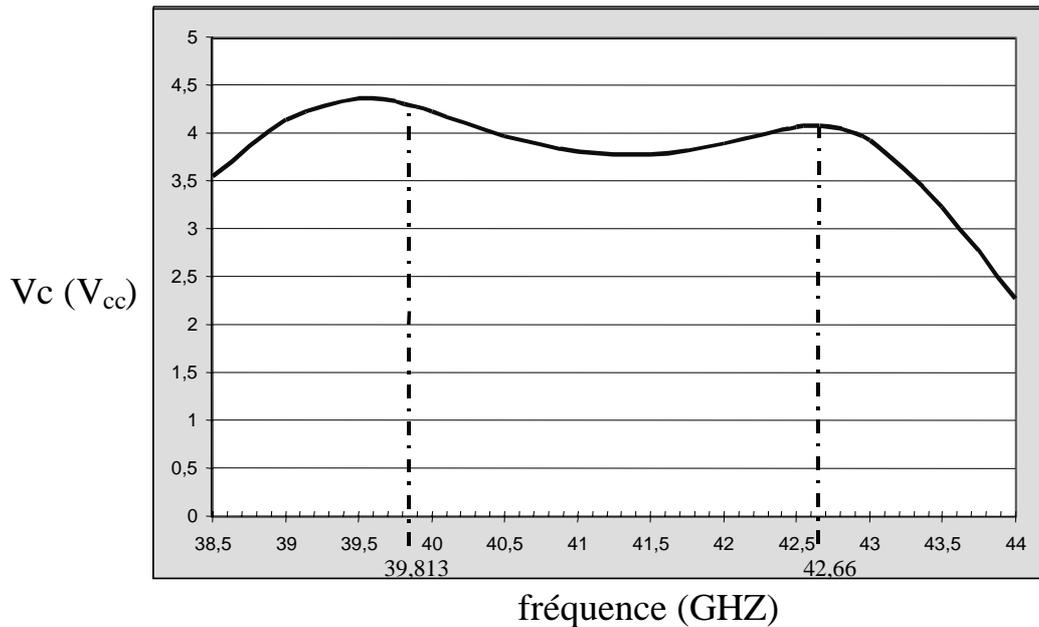


Figure III-18 : Tension de commande V_c (crête à crête dans la bande de fonctionnement)

La valeur de cette tension est légèrement supérieure à $4 V_{\text{crête-crête}}$ pour les deux fréquences de fonctionnement spécifiées, à savoir 39.813 GHz et 42.66 GHz. La marge en fréquence, qui doit permettre de parer à un éventuel décalage en fréquence lors de la réalisation, est bonne autour de 39,813 GHz (fréquence la plus importante), mais elle est plus restreinte au-dessus de 42,66 GHz.

Connaissant la forme temporelle de la tension de commande V_c aux bornes de l'électrode (simulation HB), on peut grâce à la fonction $F(V_c)$, tracer la forme des impulsions optiques ainsi générées (Figure III-19), ce qui permet de connaître à la fois, la largeur à mi-hauteur des impulsions, et le taux d'extinction optique dynamique.

Les résultats de simulation présentés ci-après, sont obtenus pour une tension de polarisation inverse du MEA fixée à $-2,25$ V. Le point de polarisation inverse du MEA est à chaque fois choisi de manière à obtenir le meilleur compromis possible entre les performances des impulsions optiques générées, et les pertes optiques engendrées.

Le taux d'extinction optique dynamique obtenu avec les impulsions générées est de 25,4 dB à 39,813 GHz et de 25 dB à 42,66 GHz.

La largeur à mi-hauteur des impulsions est de 5 ps à 39,813 GHz, et de 5,4 ps à 42,66 GHz.

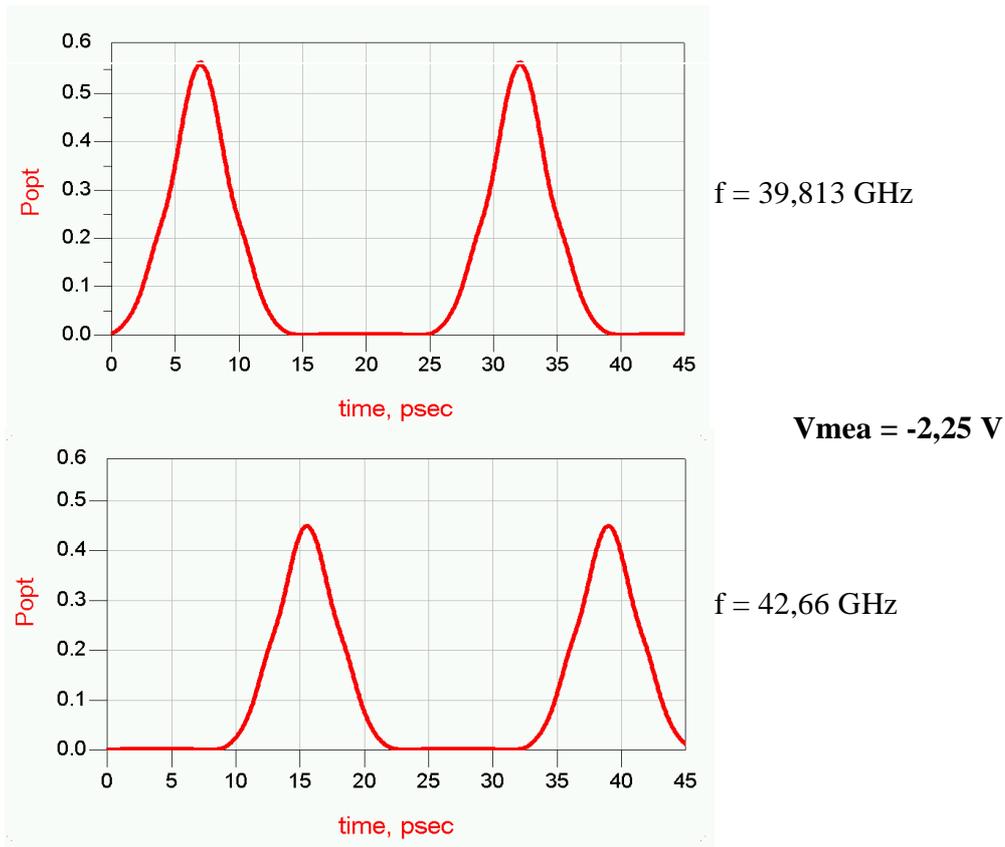


Figure III-19 : Forme temporelle des impulsions optiques simulées ($V_{MEA} = -2.25 \text{ V}$)

L'adaptation d'entrée du driver est bonne, le coefficient de réflexion en entrée du driver étant inférieur à -10 dB dans une très large bande d'utilisation (Figure III-20).



Figure III-20 : Coefficient de réflexion en entrée (S_{11}) du driver

La puissance consommée DC du driver est de l'ordre de 390 mW, pour les conditions de polarisation prévues ($V_{gs1} = -0.1$ V, $V_{gs2} = 3$ V et $V_{ds} = 8.5$ V), et pour une puissance RF d'entrée de 0 dBm.

E.2. Comportement en puissance

Le driver a été conçu pour une puissance électrique HF en entrée de 0 dBm, et un montage cascode a été utilisé afin d'obtenir la tension de commande V_c désirée sans saturer la partie active du driver. La Figure III-21 présente les cycles de charge intrinsèques des transistors du montage cascode pour une puissance de 0 dBm en entrée, à la fréquence 39.813 GHz. On voit que les deux transistors ne sont pas saturés, et on constate également une différence de point de repos entre eux-ci.

On s'aperçoit ici du nécessaire et difficile compromis à atteindre entre le comportement large bande, le gain, l'adaptation, la forme des impulsions, et surtout la stabilité intrinsèque qui ne permettent pas d'optimiser le premier transistor au maximum de ses possibilités.

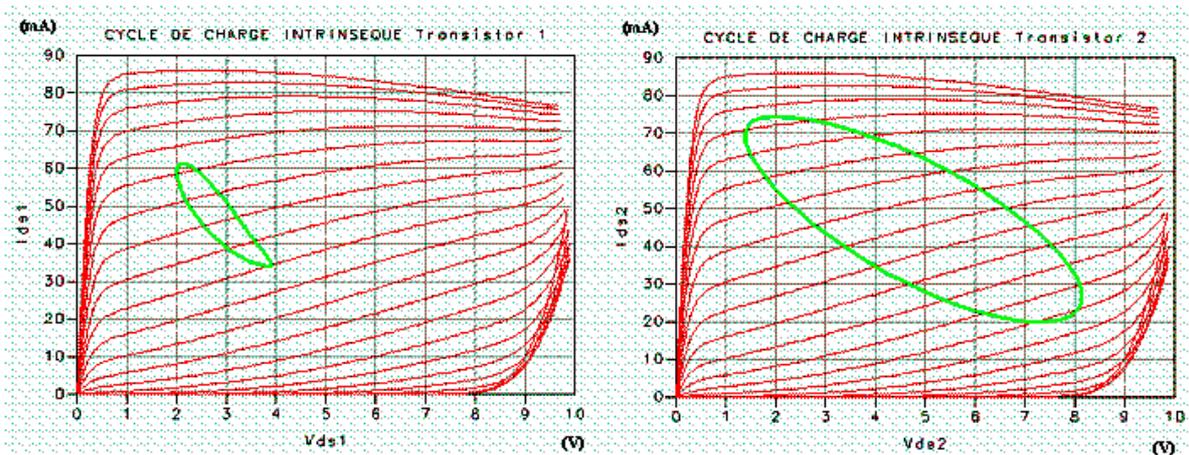


Figure III-21 : Cycles de charge intrinsèques des transistors du montage cascode à 39.813 GHz pour $P_{IN} = 0$ dBm.

La Figure III-22 représente la puissance obtenue en sortie du driver lorsque celui-ci est chargé par le MEA en fonction de la puissance RF injectée à la fréquence 39.813 GHz. On compare cette puissance avec la puissance obtenue en sortie du driver lorsque celui-ci est chargé sur 50Ω , et avec la puissance obtenue en entrée du MEA lorsque l'on relie directement le générateur HF au MEA par une ligne 50Ω .



Figure III-22 : Puissance en sortie du driver à 39.813 GHz en fonction de la puissance d'entrée

Lorsque le driver est chargé par le MEA, le recul en puissance est plus important que lorsque le driver est chargé sur 50Ω . Pour une puissance d'entrée de 0 dBm (spécification du driver), avec le driver chargé sur le MEA, on a encore une marge avant la saturation du driver, tandis qu'avec le driver chargé sur 50Ω , le driver est déjà saturé pour cette puissance d'entrée.

Si on compare maintenant la puissance en sortie du driver chargé par le MEA (donc la puissance en entrée du MEA), par rapport à la puissance en entrée du MEA lorsque l'on relie celui-ci au générateur HF par une ligne 50Ω , on constate que l'on a une amélioration d'environ 17 dB pour une puissance injectée de 0 dBm.

Les cycles de charge intrinsèques du montage cascode (Figure III-21), ainsi que la puissance en sortie du driver (Figure III-22), sont représentés pour la fréquence de référence 39.813 GHz, mais les résultats obtenus sont similaires sur toute la bande de fonctionnement [38.5–44 GHz].

La Figure III-23, représente sur un même graphique les impulsions optiques simulées à partir du module driver + MEA, et celles simulées à partir d'un module ligne 50Ω + MEA, pour une même puissance d'entrée de 0 dBm, et une polarisation du MEA de -2.25 V .

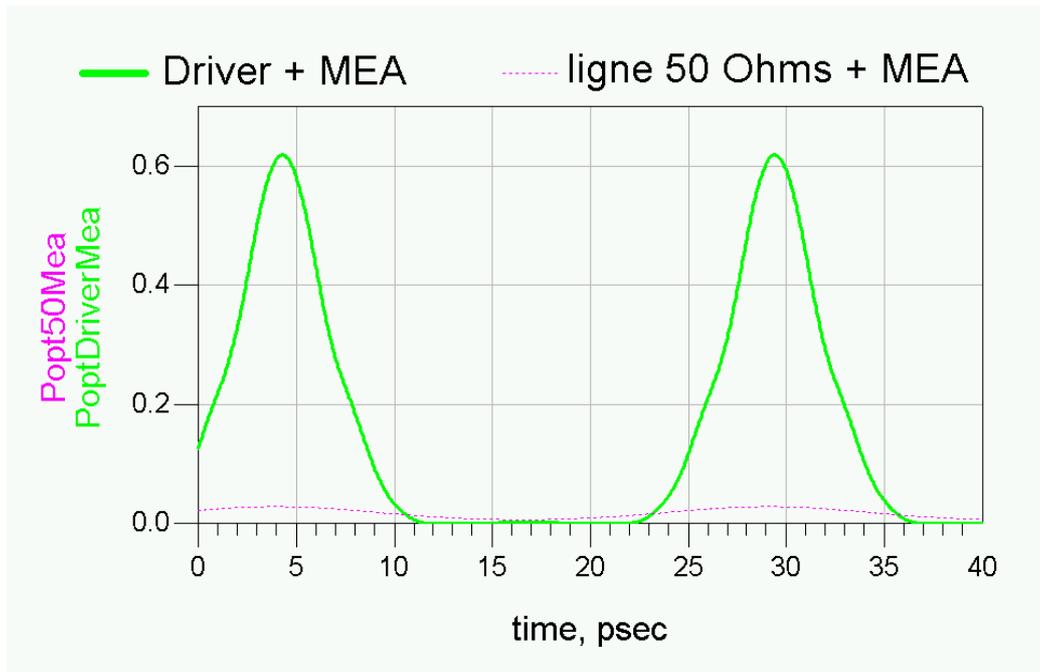


Figure III-23 : Impulsions optiques simulées à 39.813 GHz pour le module driver + MEA, et pour le MEA alimenté par une ligne 50 Ω

Cette figure permet de se rendre compte de l'amélioration apportée par le driver de MEA. En effet, dans ces conditions, les impulsions optiques simulées qu'il est possible de générer à partir du module Driver + MEA ont une largeur à mi-hauteur de 5 ps avec un taux d'extinction optique dynamique de plus de 25 dB. En revanche, pour cette puissance d'entrée de 0 dBm, les impulsions qu'il est possible de générer à partir d'un MEA alimenté via une ligne 50 Ohms, ne sont pas exploitables, avec une largeur à mi-hauteur de plus de 13 ps et un taux d'extinction dynamique très faible.

E.3. Stabilité

L'analyse de la stabilité vis à vis des impédances de fermeture du driver par le facteur de Rollet (ou facteur K) [71] nous permet de vérifier que celui-ci est inconditionnellement stable d'un point de vue extrinsèque : en effet le facteur K est supérieur à 1, et le facteur B est positif, quelque soit la fréquence (Figure III-24).

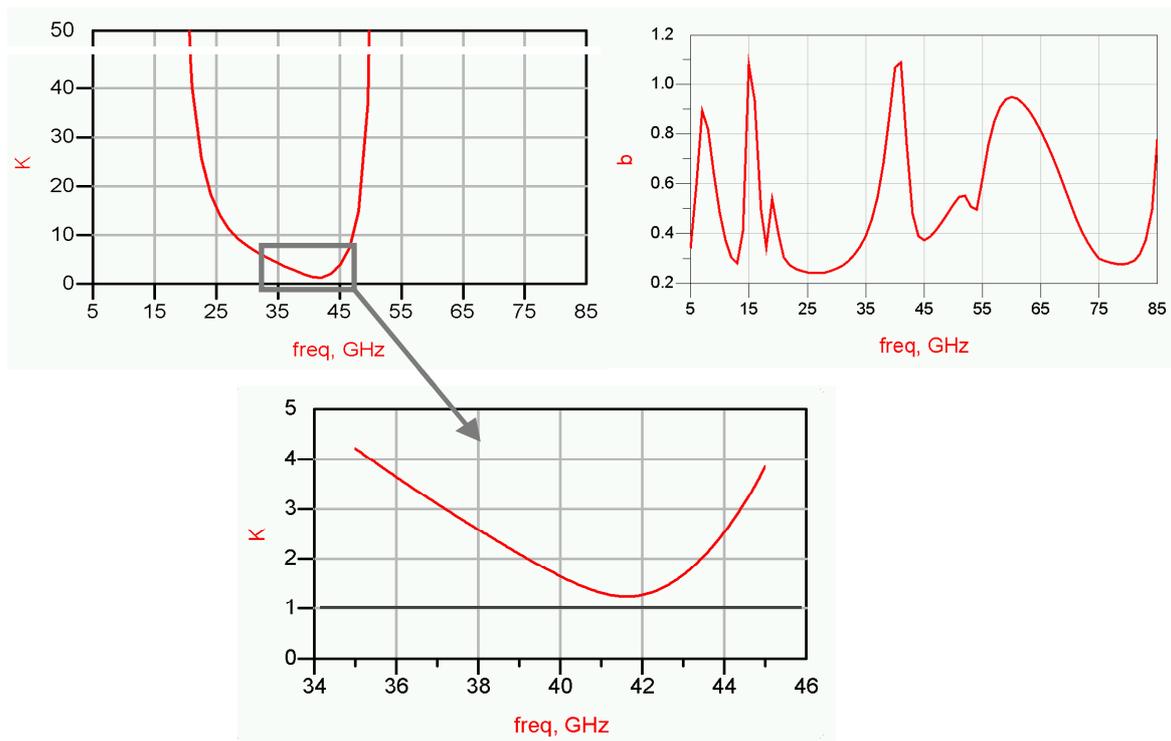


Figure III-24 : Analyse des facteurs K et b

Le critère relatif au facteur K représente une condition nécessaire mais pas suffisante [72], et la stabilité linéaire intrinsèque du driver doit être vérifiée par l'application du critère de Nyquist au NDF (Normalized Determinant Function) [73][74].

Pour cette simulation, nous avons utilisé le logiciel de simulation hyperfréquences MDS, car la méthode d'analyse nécessite de modifier le modèle intrinsèque du transistor, auquel nous n'avons pas accès dans le modèle fonderie OMMIC défini sous le logiciel ADS.

Les résultats de cette simulation (Figure III-25) permettent de conclure sur la stabilité intrinsèque de l'amplificateur, étant donné que le tracé du NDF n'entoure pas le point critique (0,0). Il est à noter que cette stabilité a été obtenue par des contraintes spécifiques sur la topologie des circuits d'adaptation et de polarisation du montage cascade.

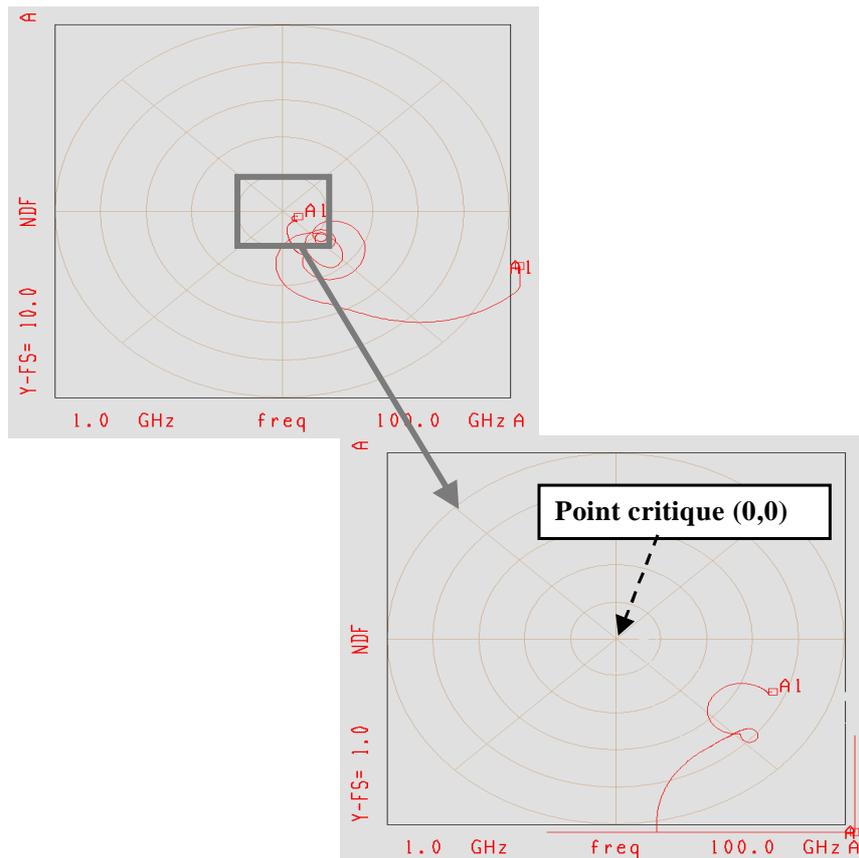


Figure III-25 : Représentation du NDF dans la bande [1-100 GHz]

E.4. Dispersion du circuit MMIC

Une analyse statistique a été réalisée pour permettre un contrôle de sensibilité de la structure du driver vis à vis des dispersions technologiques du circuit MMIC.

Cette analyse a été menée à partir des paramètres [S] du driver, ce qui implique de légères différences par rapport à l'analyse en Equilibrage Harmonique. Les résultats obtenus avec cette analyse sont très proches de ceux obtenus en HB dans le bas de la bande étudiée, mais on observe un léger décalage dans le haut de la bande étudiée, qui a tendance à nous donner une tension un peu supérieure à celle obtenue en équilibrage harmonique.

Néanmoins, on peut observer (Figure III-26) que la variation de la tension en fonction des dispersions technologiques du circuit MMIC reste limitée, et ce, principalement à la fréquence la plus importante, à savoir 39,813 GHz.

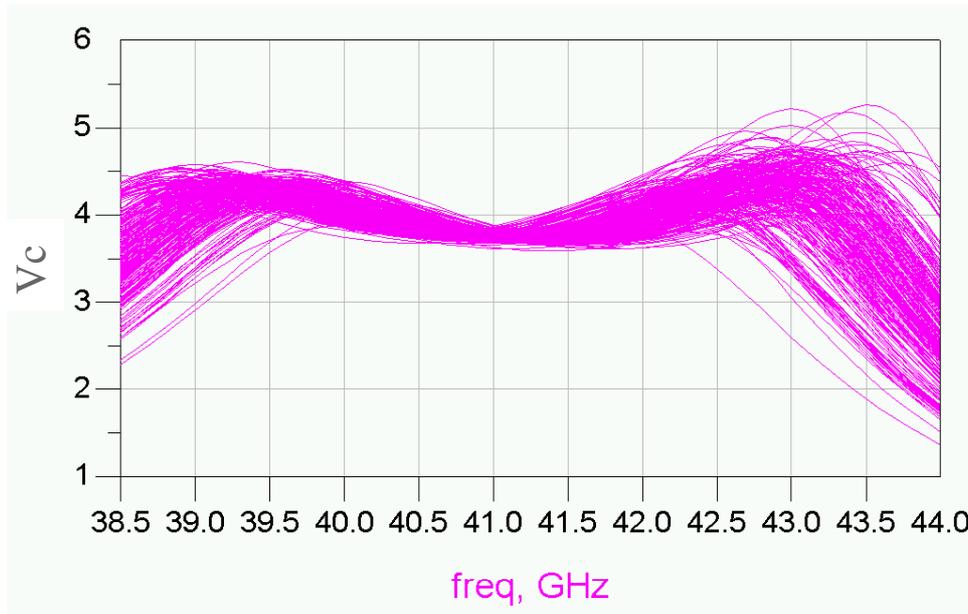


Figure III-26 : Analyse de sensibilité de la tension de commande V_c par rapport aux dispersions technologiques du circuit MMIC

Cette analyse de sensibilité a également été menée sur le coefficient de réflexion en entrée (S_{11}), ainsi que sur la stabilité linéaire extrinsèque et intrinsèque de l'amplificateur.

On peut voir que le coefficient de réflexion en entrée (S_{11}) du driver reste inférieur à -10dB (Figure III-27). De plus, point très important, le driver reste stable vis à vis de ses impédances de charge (Figure III-28) ($K > 1$), et également d'un point de vue intrinsèque (Figure III-29) (le point critique 0,0 n'est pas entouré dans le sens horaire).

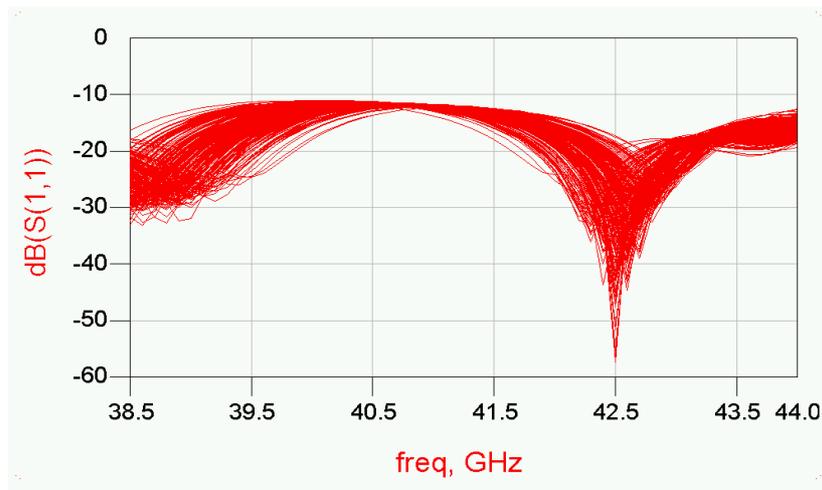


Figure III-27 : Dispersion du coefficient de réflexion en entrée (S_{11}) du driver



Figure III-28 : Dispersion du facteur de Rollet

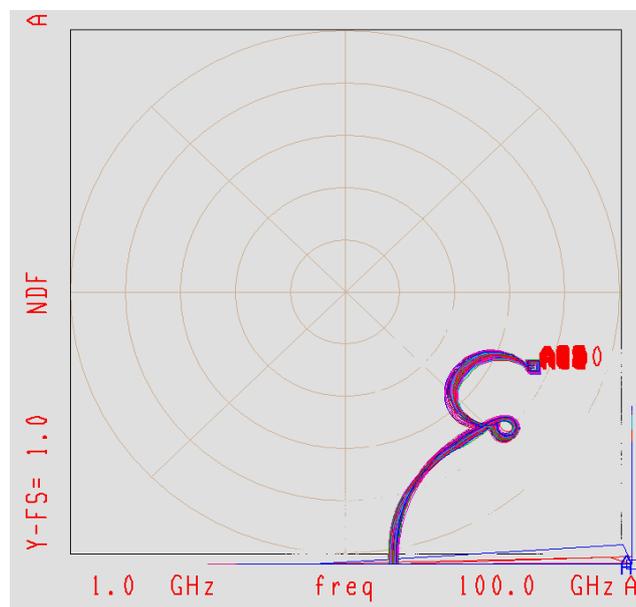


Figure III-29 : Dispersion du NDF

E.5. Dispersion du modulateur

Un autre paramètre dont il a fallu tenir compte lors de la conception du driver, a été la variation de la réponse du circuit en fonction des dispersions du modulateur. En effet, les valeurs des éléments du schéma électrique équivalent du MEA peuvent varier, et ce pour plusieurs raisons : en fonction de la polarisation du MEA, d'un run à l'autre, ou bien encore suivant le clivage lors de la découpe du composant.

Ceci nous a conduit à mener une simulation statistique pour une variation extrême de +/- 10% des valeurs des éléments du schéma électrique équivalent du MEA (Cplot, Rs, Cs et Ls).

Malgré cette variation surestimée, la variation de la tension de commande V_c reste correcte (Figure III-30), et le coefficient de réflexion en entrée est inférieur à -10 dB (Figure III-31).

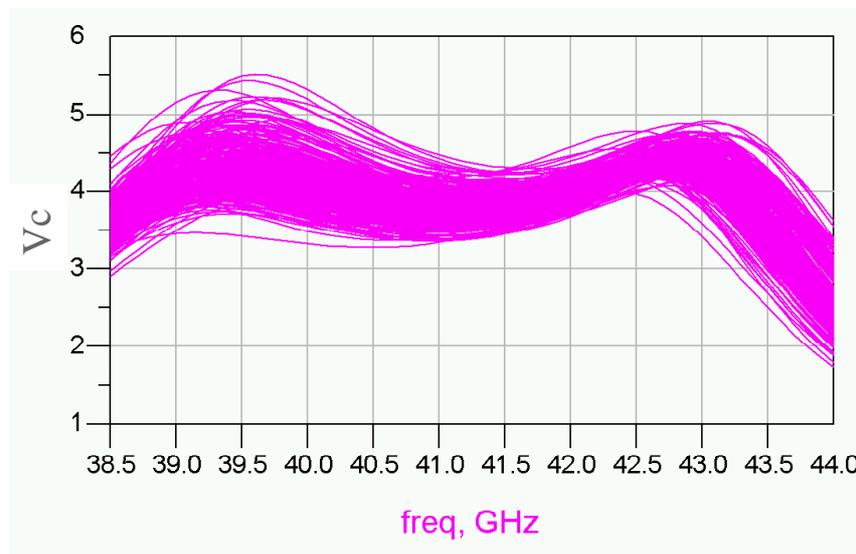


Figure III-30 : Variation de la tension de commande V_c suivant la dispersion du MEA

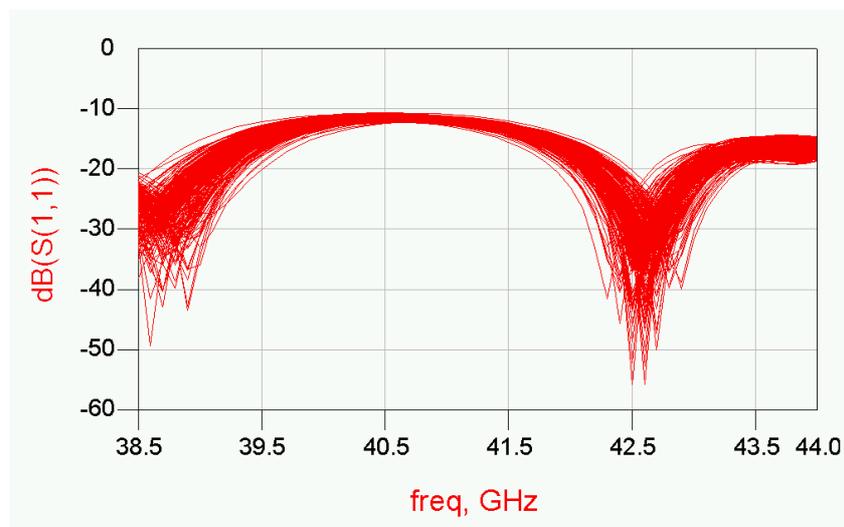


Figure III-31 : Variation du coefficient de réflexion en entrée du driver suivant la dispersion du MEA

Nous nous sommes intéressés plus particulièrement à la variation de la réponse du circuit en fonction du couple de paramètres R_s et C_s . Ces paramètres varient en fonction de la longueur du composant, qui peut-être légèrement différente d'un composant à un autre. Cependant le produit $R_s \cdot C_s$ reste constant lorsque la longueur du composant varie. La Figure III-22 présente la réponse pire cas du circuit pour les valeurs extrêmes et pour la valeur nominale de ce couple.

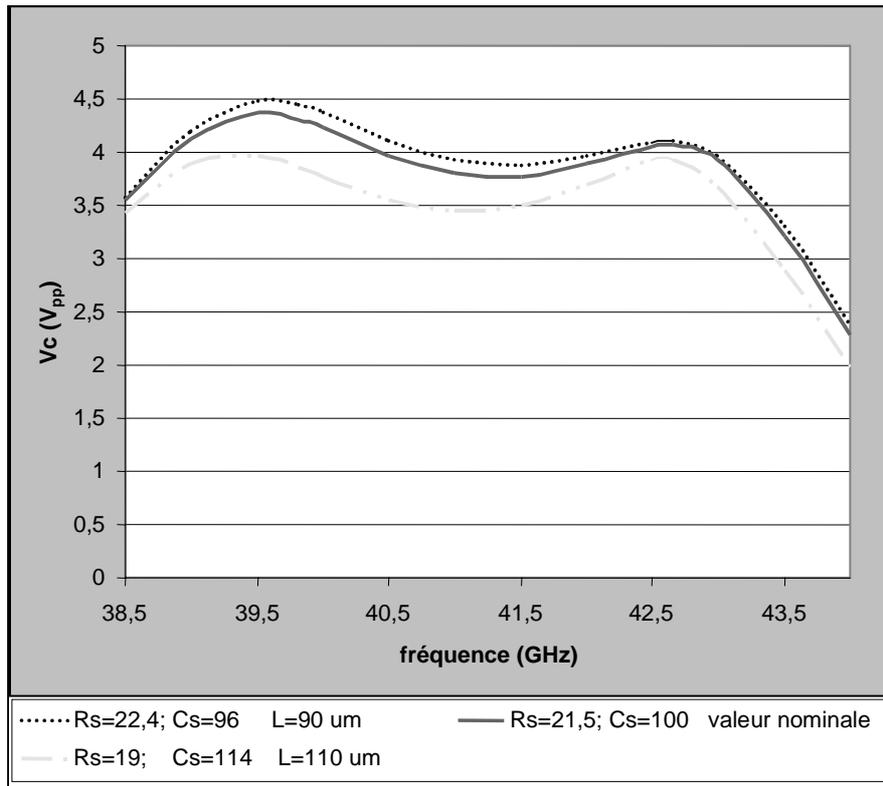


Figure III-32 : Réponse du circuit en fonction de la longueur du MEA, et donc des valeurs de $R_s(\Omega)$ et $C_s(\text{fF})$

On observe que la meilleure réponse du circuit correspond au couple ($R_s=22.4 \Omega$, $C_s=96 \text{ fF}$), c'est à dire au cas où le composant est le plus court. Inversement, la réponse du circuit la moins bonne correspond au cas où le composant est le plus long. Un clivage donnant un composant un peu plus court semble donc favorable aux performances du circuit.

III.F. Réalisation du circuit et mesures

Le driver MMIC a été réalisé (Figure III-33) en technologie PHEMT $0.15 \mu\text{m}$ AsGa d'OMMIC. Ce circuit a été optimisé pour obtenir les meilleures performances possibles du module optique final intégrant un MEA de $100 \mu\text{m}$ de long. Le MMIC inclue sur la puce un plot de polarisation spécifique, pour polariser en inverse le MEA connecté.

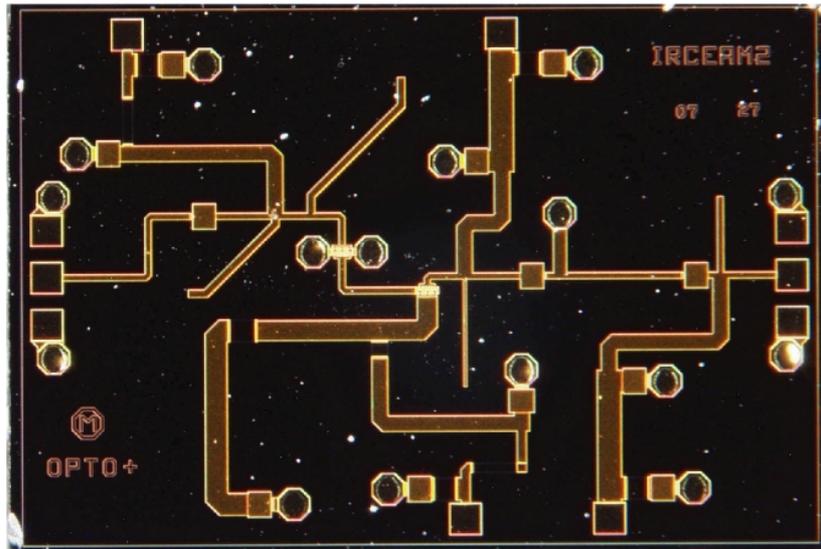


Figure III-33 : Photographie du driver MMIC

F.1. Réponse électrique du driver

La Figure III-34 représente les paramètres [S] mesurés on-wafer du driver MMIC de 30 à 50GHz, et ceux simulés dans les mêmes conditions ($L_{\text{bond}} = 0$, charge 50Ω).

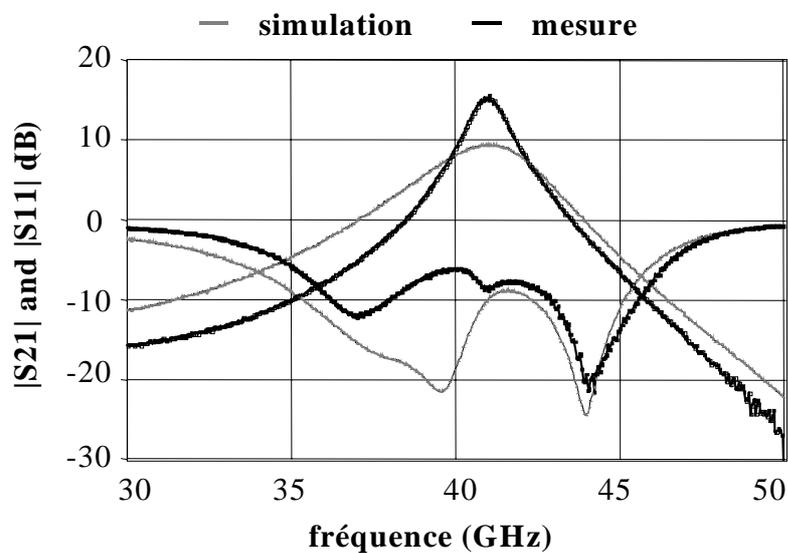


Figure III-34 : [S] simulés et mesurés du driver

Il est important de préciser que ces paramètres [S] 50Ω ne sont pas les paramètres $[S^*]$ optimisés de la fonction driver + MEA. Ces paramètres [S] permettent seulement de comparer les différences entre les simulations et les mesures, puisque les performances du driver

dépendent fortement à la fois de la charge présentée par le MEA ($\neq 50 \Omega$), et du fil de bonding ($L_{\text{bond}} \sim 0.3 \text{ nH}$).

L'analyse de ces mesures montre une même fréquence centrale de 41 GHz, une très nette augmentation du gain, et une bande passante réduite due au fait que la cellule cascode a été polarisée à un plus faible courant de repos lors des mesures de [S] sous pointes pour résoudre des problèmes d'instabilité en classe A. Les rétro-simulations en facteur K et NDF ne permettent pas de retrouver cette instabilité en classe A, qui peuvent peut-être s'expliquer par le manque de capacités de découplage hyperfréquence placées près de la puce lors des mesures sous pointes. La forte augmentation du gain ne peut être expliquée que par une augmentation correspondante des transconductances des transistors au point de polarisation choisi.

Ces performances mesurées du driver MMIC, supérieures aux simulations, combinées avec le modèle équivalent du MEA, et sa fonction $F(V_c)$ permettent de simuler les impulsions de sortie du module optique (Figure III-35). A la fréquence de 41 GHz, pour une puissance d'entrée du driver de 0 dBm, et une polarisation de -3V du MEA, les impulsions optiques simulées ont une largeur à mi-hauteur (FWHM) de 5 ps avec un taux d'extinction optique de 30 dB.

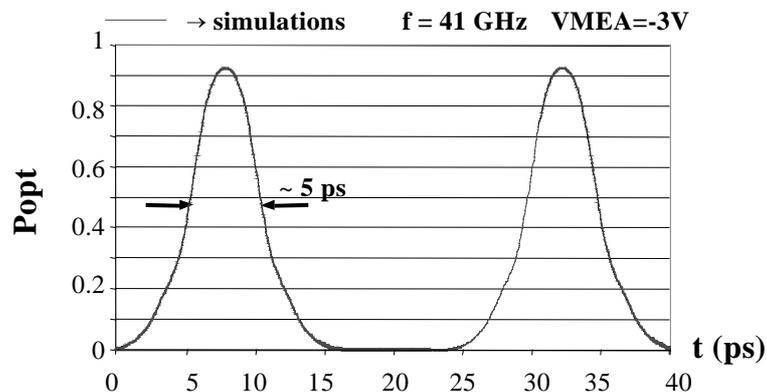


Figure III-35 : Impulsions optiques simulées du MEA + driver

F.2. MEA de 200 μm de long

Les MEAs de 100 μm de long qui ont servi à l'étude et à la conception du circuit driver n'étaient malheureusement pas disponibles à Opto+ lors des mesures des modules électro-optiques. Des MEAs de 200 μm de long ont donc été utilisés. Ceux-ci présentent des

caractéristiques légèrement différentes de celles prises en compte lors de la conception, mais permettent néanmoins de démontrer les améliorations apportées par le driver.

Afin de pouvoir comparer les résultats de mesure avec des résultats de simulation, ces nouveaux modulateurs ont été mesurés et modélisés de la même manière que les MEAs de 100 μm initialement prévus. La même topologie est utilisée pour le schéma électrique équivalent du MEA, avec les valeurs des éléments indiquées dans le tableau suivant :

Cplot (fF)	Ls (nH)	Rs (Ω)	Cs (fF)	Lbonding (nH)
20	0.02	8	210	0.3

Tableau 4 : Valeur nominales du schéma électrique équivalent du MEA 200 μm

De plus, l'absorption de ces modulateurs en fonction de la tension appliquée sur l'électrode a été mesurée et modélisée. La Figure III-36 représente les courbes du taux d'extinction optique statique mesurée et modélisée à une longueur d'onde de 1550 nm.

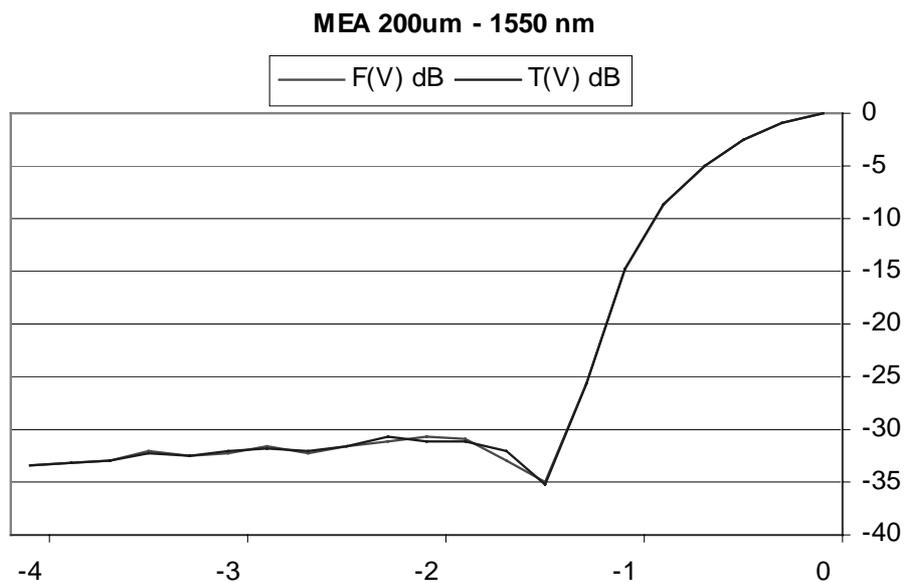


Figure III-36 : Courbes du taux d'extinction optique mesurée et modélisée

La fonction rationnelle utilisée est toujours de la forme :

$$F(V_c) = \frac{A_0 + \sum_{k=1}^7 A_k \times V_c^k}{1 + \sum_{k=1}^8 B_k \times V_c^k}$$

Les coefficients de la fonction rationnelle modélisant la courbe $ER(V_c)$ du MEA de $200\ \mu\text{m}$ sont donnés dans le tableau ci-après :

Coefficients du numerateur :		Coefficients du denominateur :	
A0	1.02E-03	B0	2.80227
A1	3.7713	B1	3.3803
A2	5.93589	B2	2.27541
A3	3.23707	B3	0.903443
A4	1.20515	B4	0.195954
A5	0.869865	B5	0.0175928
A6	0.381762		
A7	0.054041		

Tableau 5 : Coefficient de la fonction rationnelle modélisant la courbe $ER(V_c)$

F.3. Réponse électro-optique

Deux premiers modules optiques ont été assemblés. Le premier module intègre le driver MMIC couplé à un MEA de $200\ \mu\text{m}$ de long (Figure III-37), tandis que dans le second module, le driver MMIC est remplacé par une ligne de transmission $50\ \Omega$ afin de chiffrer l'apport du driver initialement optimisé sur un driver MEA de $100\ \mu\text{m}$.

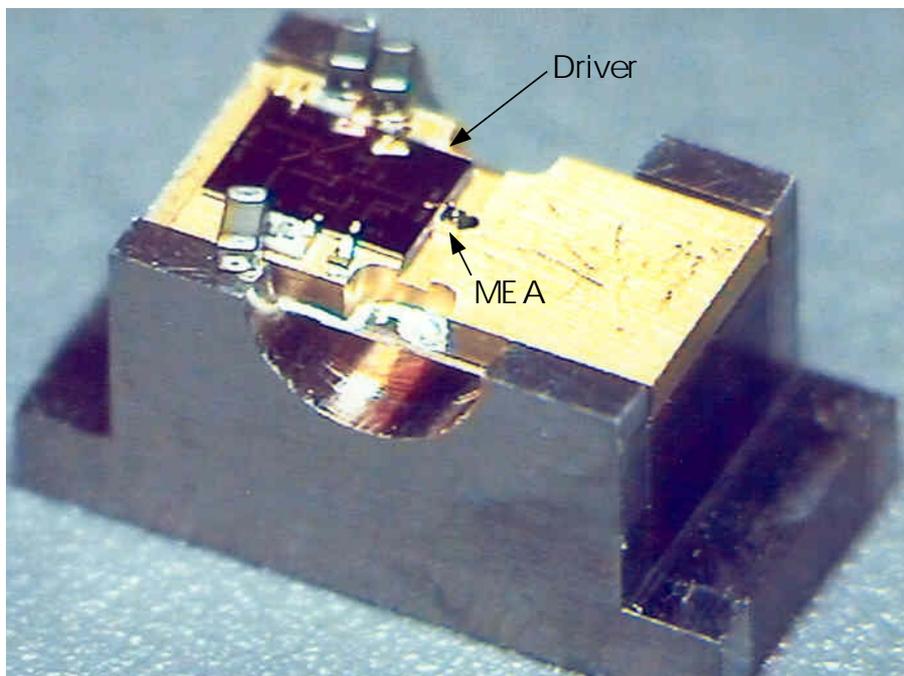


Figure III-37 : Montage d'un driver MMIC et d'un MEA de $200\ \mu\text{m}$ de long

Chaque module a été mesuré à Opto+ dans les mêmes conditions, avec le MEA polarisé à -3V afin d'obtenir des impulsions ayant une faible largeur à mi-hauteur, et excité par une

puissance optique d'entrée délivrée par un laser à 1550 nm. Comme tests préliminaires, les réponses relatives électro-optiques des deux modules ont été mesurées et comparées jusqu'à 50 GHz (Figure III-38).

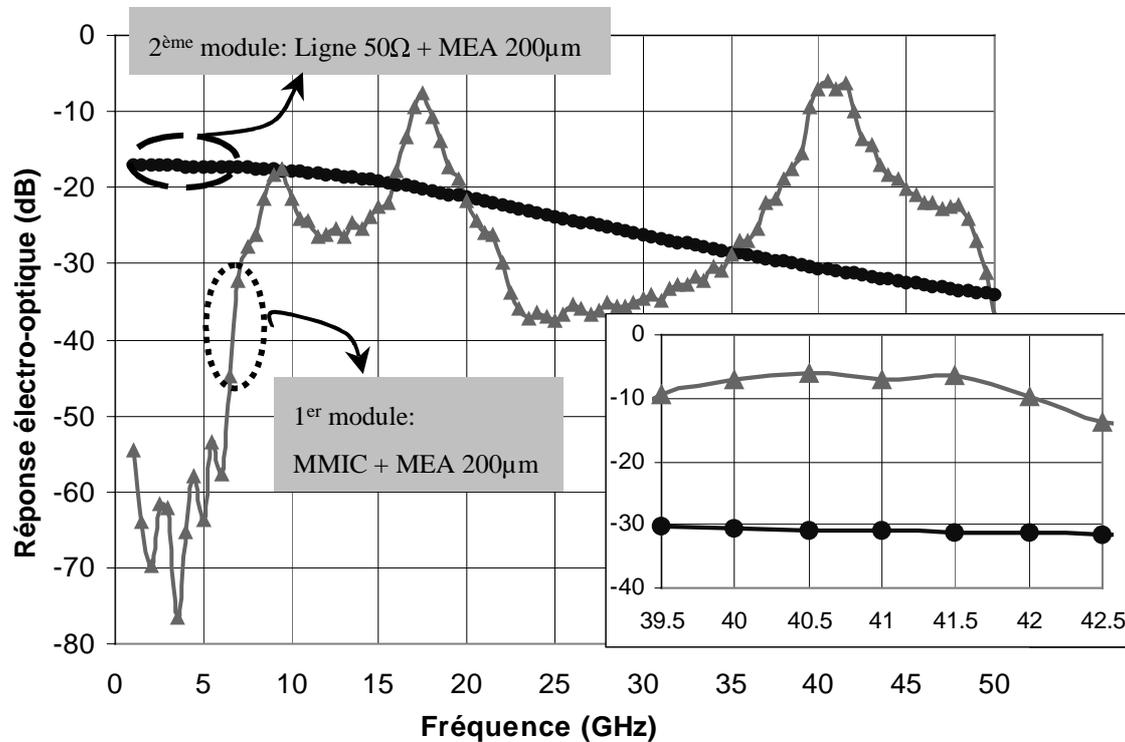


Figure III-38 : Réponses électro-optiques mesurées/ simulées à 1.55 µm

Ces mesures optiques relatives montrent une amélioration de plus de 20 dB pour le premier module de 39.5 à 42 GHz due au driver MMIC. Etant donné que le driver n'a pas été optimisé pour un MEA de 200 µm de long, ces résultats de mesure sont très encourageants.

F.4. Mesures d'impulsions optiques

Les systèmes classiques de mesure sont insuffisants pour caractériser les impulsions optiques générées par le module. Les mesures sont réalisées à OPTO+ à l'aide d'une caméra à balayage de fente ou « streak camera », qui est un appareil permettant de caractériser des phénomènes optiques ultra-rapides tels que les impulsions. Elle mesure l'intensité du signal en fonction du temps et de la position. Elle permet de mesurer des signaux jusqu'à 500 GHz de bande passante, et avec une résolution temporelle qui atteint 2 ps.

Cette « streak camera » permet donc de mesurer les trains d'impulsions optiques générés avec le module driver MMIC + MEA 200 µm. La Figure III-39 montre le train d'impulsions

optiques mesuré en sortie du module électro-optique. Ce train d'impulsions à 40 Gbit/s, est obtenu à partir d'une puissance optique continue de 9 dBm à 1550 nm, pour une polarisation du MEA de -0.7 V, et pour une puissance en entrée du driver de -7 dBm. La puissance en entrée du driver a été limitée à -7 dBm, au lieu des 0 dBm initialement prévu, en raison d'une saturation du driver. Cette limitation en puissance a nécessité de décaler le point de polarisation inverse du MEA initialement prévu, pour conserver un bon compromis entre largeur des impulsions et taux d'extinction optique.

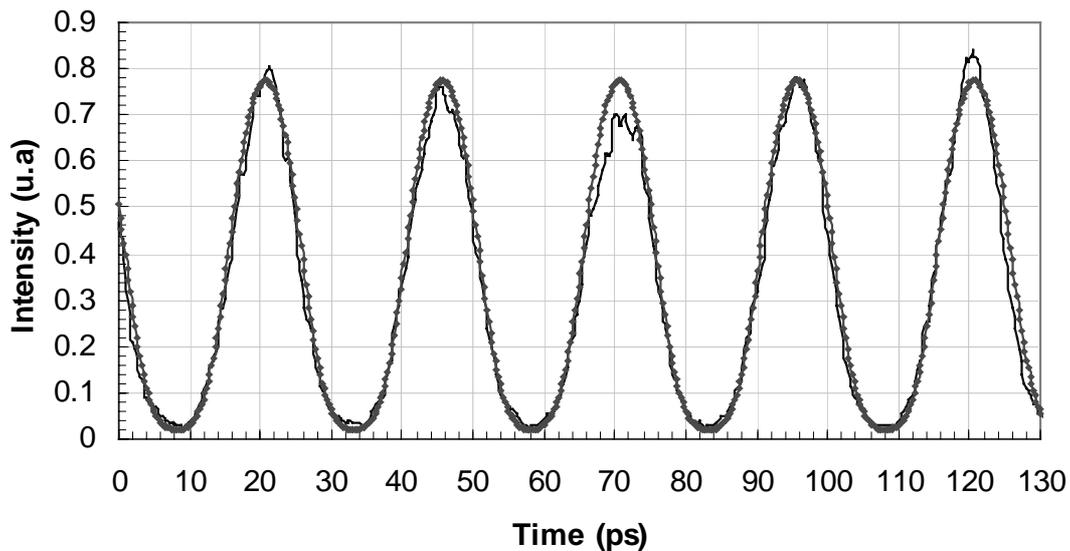


Figure III-39 : Forme temporelle du train d'impulsions optiques en sortie du module driver MMIC + MEA

On obtient, pour une polarisation inverse du MEA de -0.7 V, des impulsions à 40 Gbit/s avec une largeur à mi-hauteur d'environ 10 ps, et avec un taux d'extinction optique dynamique supérieur à 15 dB. On constate également une très bonne concordance entre les impulsions optiques mesurées, et celles simulées à partir des mesures du driver MMIC et de la fonction $F(V_c)$ du MEA 200 μm .

La Figure III-40 nous donne les caractéristiques des impulsions optiques générées en fonction de la polarisation inverse du MEA.

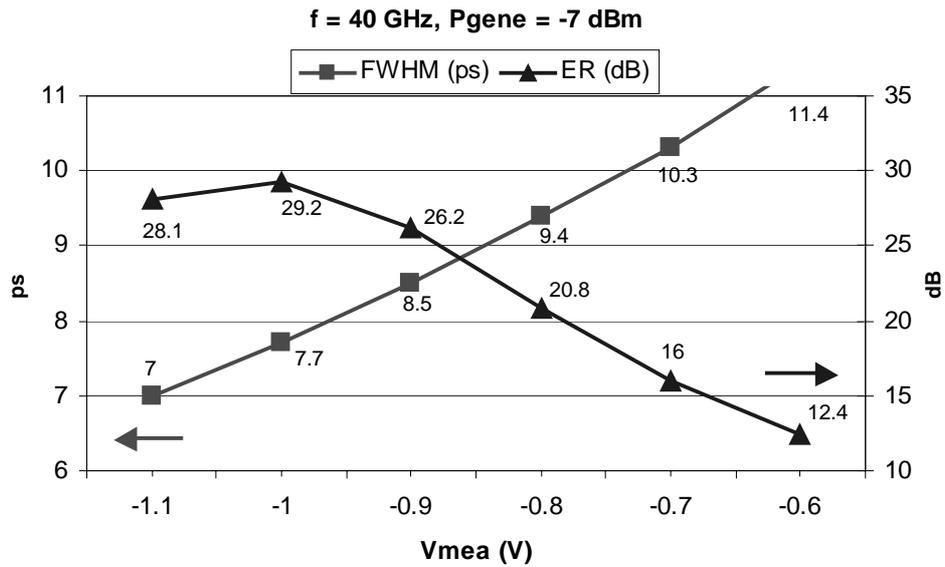


Figure III-40 : Caractéristiques des impulsions optiques générées en fonction de la polarisation inverse du MEA

On observe qu'en reculant un peu en polarisation, cela permet d'améliorer les caractéristiques des impulsions optiques générées.

Etant donné la très bonne concordance entre les mesures et les simulations, on peut extrapoler les résultats que l'on aurait obtenus pour une puissance RF d'entrée de 0 dBm si le driver ne saturait pas en puissance.

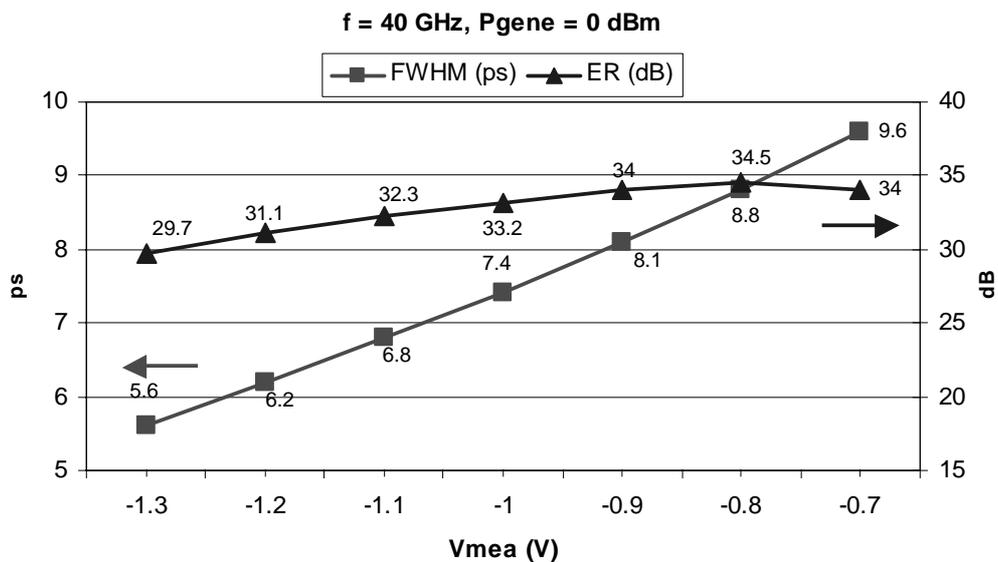


Figure III-41 : Caractéristiques des impulsions optiques simulées en fonction de la polarisation inverse du MEA

La Figure III-41 nous montre que l'on aurait pu obtenir sans cette saturation du driver, des impulsions optiques ayant une largeur à mi-hauteur d'environ 6 à 7 ps, avec un taux d'extinction optique dynamique supérieur à 30 dB, ce qui constituait l'objectif de cette étude.

La saturation du driver constatée en mesure est impossible à retrouver en simulation, alors que les simulations linéaires concordent très bien avec les mesures. Seule une modélisation non linéaire surestimant la tension d'avalanche ou les capacités non linéaires, semble être une explication possible à cette limite basse de saturation.

IV. Conclusion - Perspectives

La prochaine hiérarchie de communication optique OTDM 160 Gbit/s (4x40 Gbit/s) nécessite d'avoir à disposition des sources générant des impulsions optiques très courtes, avec un fort taux d'extinction optique, et avec peu de chirp et de jitter. Ce travail, effectué en collaboration avec Opto+, est dédié au développement d'une source d'impulsions optiques à 40 Gbit/s, à partir d'un MEA. Dans le but de commander un MEA de 100 μm de long, un circuit driver MMIC de commande a été conçu à 40 GHz, et réalisé en technologie PHEMT 0.15 μm AsGa d'OMMIC. Afin de répondre aux objectifs électro-optiques réels de la fonction driver + MEA (impulsions très courtes, fort taux d'extinction optique), une méthode spécifique de conception a été développée. Cette méthode permet la prise en compte directe du composant optique, et de ses caractéristiques, dans la phase de CAO hyperfréquence de conception du driver de commande.

Le driver de commande MMIC, dont les performances mesurées sont très proches de celles simulées, a été intégré en module avec un MEA de 200 μm de long. Il est important de rappeler que les mesures ne sont pas exactement celles que l'on attendait, d'une part à cause de la saturation du driver, et d'autre part parce que le driver a été intégré en module avec un MEA de 200 μm de long (un MEA de 100 μm de long avait été pris en compte lors de la conception). Les premières mesures du niveau relatif de réponse électro-optique de ce module ont permis de mettre en évidence l'intérêt du driver MMIC. Il a ainsi été mesuré une amélioration de plus de 20 dB dans la bande de fréquence 39.5-42 GHz due au driver MMIC.

Les mesures, réalisées grâce à une Streak caméra, du train d'impulsions optiques généré à 40 Gbit/s par la fonction driver MMIC + MEA, sont très prometteuses. Pour une puissance électrique en entrée du driver de -7 dBm, et une polarisation inverse du MEA de -0.7 V, des impulsions optiques à 40 Gbit/s ont été mesurées avec une largeur à mi-hauteur d'environ 10 ps et un taux d'extinction optique dynamique supérieur à 15 dB. Ce sont à notre connaissance, les meilleures performances d'impulsions optiques mesurées pour une puissance électrique de commande aussi faible. De plus, la très bonne concordance entre les performances mesurées et simulées de la fonction driver + MEA, permet de valider la méthode spécifique de

conception que nous avons développée. Ce travail a permis de démontrer l'intérêt de la fonction driver + MEA sur InP pour la génération d'impulsions optiques très courtes et avec un fort taux d'extinction à 40 GHz.

Les perspectives de ce travail sont nombreuses, puisque les MEAs sont des composants encore en pleine évolution : diverses études sont menées afin d'améliorer la courbe d'absorption de ces modulateurs, et d'en diminuer les pertes d'insertion optique. En outre, des travaux [75], menés en collaboration avec ce travail de thèse, ont montré qu'un signal de commande purement sinusoïdal n'était pas l'optimum pour exploiter au mieux la courbe d'absorption des MEAs, et qu'un signal de commande comprenant trois harmoniques permettrait d'améliorer les performances. Enfin, à condition d'arriver à réduire les pertes d'insertion optique des MEAs, la mise en cascade de deux MEAs, dans une configuration en tandem, est sans doute l'avenir des sources d'impulsions optiques à haut-débit à partir de MEA. Pour cette configuration, chaque MEA devra être commandé par un circuit driver, et ces deux circuits driver devront être synchronisés. La méthode de conception que nous avons développée permet l'optimisation de cette configuration pour la source optique, et des simulations [75] ont déjà permis de montrer les performances remarquables que l'on peut atteindre par cette technique.

A titre d'introduction à la suite de mon travail de thèse, je poserai une seule question : si on désire concevoir un nouveau driver MMIC de commande, pour un nouveau MEA, ou pour une configuration en tandem, comment la réalité pratique et la mise en œuvre CAO du travail théorique présenté dans cette partie peut-il être mis à profit efficacement, et réutilisé efficacement ? Si le concepteur est quelqu'un d'extérieur au laboratoire, il aura à sa disposition les publications écrites sur ce travail, au mieux le manuscrit de cette thèse, mais dans tous les cas certainement pas assez d'éléments pour une réutilisation efficace. S'il s'agit d'un concepteur du laboratoire de recherche dans lequel ont été effectués ces travaux, il aura sans doute à sa disposition plus d'éléments, mais là encore la tâche s'annonce ardue. Il lui faudra tout d'abord explorer tout un ensemble de répertoires informatiques, afin de récupérer le maximum d'éléments. Une fois cette tâche accomplie, il lui reste à exploiter ces éléments. Si on prend par exemple le programme C++, développé en interne, qui sert à modéliser la courbe d'absorption d'un MEA par une fonction rationnelle, étant donné qu'il n'existe aucune

note explicative sur ce programme, il lui sera impossible de l'utiliser sans l'aide de quelqu'un l'ayant déjà lui-même utilisé. Il en va de même pour les fichiers de simulation au format du logiciel hyperfréquence ADS, qui permettent la mise en œuvre de la méthodologie de conception : ils sont quasi-inutilisables dans leur état actuel sans l'aide du concepteur qui les a créés. Il en va ainsi pour toutes les étapes de la conception.

Cette perte de savoir faire est un problème récurrent, aussi bien dans le domaine universitaire que dans le milieu industriel, et la capitalisation du savoir faire des concepteurs et sa réutilisation de manière efficace constituent un véritable enjeu, aussi bien scientifique qu'économique. C'est face à ce constat qu'est née il y a quelques années l'idée de la création d'un outil d'assistance à la conception, que nous allons présenter dans la deuxième partie de ce manuscrit.

Bibliographie

- [1] **JOINDOT I., et JOINDOT M.**, “*Les télécommunications par fibres optiques*”, Collection Technique et Scientifique des Télécommunications, Dunod Editions.
- [2] **LECOY P.**, “*Télécoms sur fibre optique*”, Collection Réseaux et Télécommunications, Editions Hermès, 1997.
- [3] **PALAIS J.C.**, “*Fiber optic communications*”, Prentice-Hall Inc., 1997
- [4] **ITU-T RECOMMENDATION G.652**, “Characteristics of a single-mode optical fibre and cable”, March 2003.
- [5] **ITU-T RECOMMENDATION G.653**, “Characteristics of a dispersion-shifted single-mode optical fibre and cable”, December 2003.
- [6] **BRUYERE F.**, “Impact of First –and Second- Order PMD in Optical Digital Transmission Systems”, *Optical Fiber Technology*, vol. 2, pp. 269-280, 1996.
- [7] **FOSCHINI G.F. and POOLE C.D.**, “*Statistical Theory of Polarization Dispersion in Single Mode Fibers*”, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 9, n°11, pp. 1439-1456, November 1991.
- [8] **GLASS A.**, “*Research issues in next generation photonic network physical layer*”, *Philosophical Transactions of the Royal Society*, vol. A358, N1773, pp. 2159-2358, 2000.
- [9] **AGRAWAL G.P.**, “*Nonlinear fiber optics*”, Optics and Photonics series, Academic Press Inc., 2001.
- [10] **OLSSON N.A., OBERG M.G., TZENG L.D. and CELLA T.**, “*Ultra-low reflectivity 1.5 μm semiconductor laser preamplifier*”, *Electronics Letters*, vol. 24, n°9, pp. 569-570, 1988.
- [11] **BARSLEY P.E., ISSAC J.J. and ELTON D.J.**, “*Ultra-low reflectivity broadband 1.5 μm GaInAsP semiconductor optical amplifier*”, *Electronics Letters*, vol. 26, n°12, pp. 825-827, 1990.
- [12] **KOESTER C.J. and SNITZER E.**, “*Amplification in a fiber laser*”, *Applied Optics*, vol. 3, n°10, pp. 1182-, 1964.
- [13] **DIGONNET M.J.F.**, “*Rare-Earth-Doped Fiber Lasers and Amplifiers*”, Marcel Dekker Inc., 2001.
- [14] **ZERVAS M.N., LAMING R.I. and PAYNE D.N.**, “*Tradeoff between gain efficient and noise figure in an optimized fiber amplifier*”, *Proceedings Optical Fiber Communications*, San Jose, WD7, 1992.

- [15] **MASUDA H., KAWAI S., SUZUCKI K.I. and AIDA K.**, “*Wide band low-noise amplification using distributed Raman amplifiers and erbium-doped fiber amplifiers*”, European Conference on Optical Communications, ECOC’98, pp. 51-52, 1998.
- [16] **AGRAWAL G.P. and DUTTA N.K.**, “*Semiconductor Laser*”, Kluwer Academic Publishers, 1993.
- [17] **MORTIER G. and VANKWIKELBERGE P.**, “*Handbook of distributed feedback laser diodes*”, Artech House Publishers, 1997.
- [18] **SALE T.E.**, “*Vertical Cavity Surface Emitting Lasers*”, Research Studies Press Ltd, 1995.
- [19] **CALVEZ S.**, “*Laser à fibre pour les télécommunications multiplexées en longueur d’onde : Etude de l’accordabilité en longueur d’onde et de la génération de trains multi-longueurs d’onde d’impulsions par voie électro-optique*”, Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comté, juin 2002.
- [20] **DESALVO R., WILSON A.G. and All.**, “*Advanced Components and Sub-System Solutions for 40 Gb/s Transmission*”, Journal of Lightwave Technology, vol. 20, n°12, pp. 2154-2180, December 2002.
- [21] **WOOTEN E.L., KISSA K.M. and All.**, “*A review of lithium niobate modulators for fiber-optic communications systems*”, IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 6, n°1, pp. 69-82, Jan./Feb. 2000.
- [22] **IDO T., TANAKA M., SUZUKI M. and INOUE H.**, “*MQW electroabsorption optical modulator for 40 Gb/s modulation*”, Electronics Letters, vol. 31, n°24, pp. 2124-2125, Nov. 1995.
- [23] **BREUER D. and PETERMANN K.**, “*Comparison of NRZ- and RZ-Modulation Format for 40-Gb/s TDM Standard-Fiber Systems*”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 9, n°3, pp. 398-400, March 1997.
- [24] **MIYAMOTO Y., YONENAGA K. and All.**, “*1.2Tbit/s (30 x 42.7Gbit/s ETDM optical channel) WDM transmission over 376 km with 125 km spacing using forward error correction and suppressed carrier RZ format*”, Proceedings Optical Fiber Communication Conference, OFC’00, PD-26, Baltimore, March 2000.
- [25] **PENNINCKX D., CHBAT M., PIERRE L. and THIERY J.-P.**, “*The phase-shaped binary transmission (PSBT): a new technique to transmit far beyond the chromatic dispersion limit*”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 9, n°2, pp. 259-261, Feb. 1997.

- [26] **KATO K., KOZEN A. and All.**, “*110-GHz, 50%-efficiency mushroom-mesa waveguide p-I-n photodiode for a 1.55- μm wavelength*”, IEEE Photonics Technology Letters, vol. 6, n°6, pp. 719-721, June 1994.
- [27] **YUAN P., BAKLENOV O. and All.**, “*High-speed and low-noise avalanche photodiode operating at 1.06 μm* ”, IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics, vol. 6, n°3, pp. 422-425, May/Jun. 2000.
- [28] **DE BARROS L.E.M., PAOLELLA A. and All.**, “*Photoresponse of microwave transistors to high-frequency modulated lightwave carrier signal*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, n°8, pp. 1368-1374, Aug. 1997.
- [29] **POLLEUX J.L.**, “*Contribution à l’étude et à la modélisation de phototransistors bipolaires à hétérojonction SiGe/si pour les applications opto-microondes*”, Thèse de Doctorat, Conservatoire National des Arts et Métiers, Octobre 2001.
- [30] **DUEME P., SCHALLER M. and All.**, “*MMIC GaAs transimpedance amplifiers for optoelectronic applications*”, IEEE MTT Microwave Symposium Digest, vol. 1, pp. 13-16, 1997.
- [31] **VILLAIN F., CAMPOVECCHIO M. and All.**, “*Distributed amplifier (DC-40GHz) for high speed optical communications*”, Electronics Letters, vol. 36, n°7, pp. 652-654, March 2000.
- [32] **FLANIGAN B.**, “*Carriers choose WDM to surf the ‘data ware’*”, Fibre Systems, pp. 17-20, September 1998.
- [33] **LAUDE J.P.**, “*DWDM fundamentals, components, and applications*”, Artech House, April 2002.
- [34] **VITERBI A.J.**, “*CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*”, Addison-Wesley Wireless Communications, April 1995.
- [35] **ONO T. and YANO Y.**, “*Key technologies for terabit/second WDM systems with high spectral efficiency of over 1 bit/s/Hz*”, IEEE Journal of Quantum Electronics, vol. 34, n°11, pp. 2080-2088, Nov. 1998.
- [36] “*TOPRATE : Terabit/s Optical Transmission Systems based on Ultra-high Channel Bitrate*”, IST Project IST-2000-28657 TOPRATE.
- [37] **SCHMIDT M., SCHUH K. and All.**, “*8x160 Gbit/s (1.28 Tbit/s) DWDM transmission with 0.53 bit/s/Hz spectral efficiency using single EA-modulator based RZ pulse source and demux*”, Proceedings ECOC 2003, paper Mo3.6.5, Rimini, Sept. 2003.

- [38] **Lach E., SCHUH K. and All.**, “7x170 Gbit/s (160 Gbit/s + FEC overhead) DWDM transmission with 0.53 bit/s/Hz spectral efficiency over long haul distance of Standard SMF”, Proceedings ECOC 2003, Post deadline paper Th4.3.5, Rimini, Sept. 2003.
- [39] **LIU H.-F., OGAWA Y. and OSHIBA S.**, “Generation of an extremely short single mode pulse (~2ps) by fiber compression of a gain-switched pulse from a 1.3 μm distributed-feedback laser diode”, Applied Physics Letters, vol. 59, n°11, pp. 1284-1286, Sept. 1991.
- [40] **OH K.H., HWANG N. and All.**, “Picosecond pulse generation for visible semiconductor laser operating at 650 nm wavelength with the use of the gain-switching technique”, Microwave and Optical Technology Letters, vol. 35, n°1, pp. 65-67, Oct. 2002.
- [41] **CORZINE S.W., BOWERS J.E. and All.**, “*Actively mode-locked GaInAsP laser with subpicosecond output*”, Applied Physics Letters, vol. 52, n°5, pp. 348-350, Feb. 1988.
- [42] **SATO K., KOTAKA I. and All.**, “Active mode locking at 50 GHz repetition frequency by half-frequency modulation of monolithic semiconductor lasers integrated with electroabsorption modulators”, Applied Physics Letters, vol. 69, n°18, pp. 2626-2628, Oct. 1996.
- [43] **SUZUKI M., TANAKA H. and All.**, “Transform-limited optical pulse generation up to 20 GHz repetition rate by a sinusoidally driven InGaAsP electroabsorption modulator”, Journal of Lightwave Technologies, vol. 11, pp. 468-473, 1993.
- [44] **MARCENAC D.D., ELLIS A.D. and MOODIE D.G.**, “80 Gbit/s OTDM using electroabsorption modulators”, Electronics Letters, vol. 34, n°1, pp. 101-103, Jan. 1998.
- [45] **CUNNINGHAM J.E.**, “*Recent developments and applications in electroabsorption semiconductor modulators*”, Materials Science and Engineering Reports, vol. 25, n°5-6, pp. 155-194, August 1999.
- [46] **HUNSPERGER R.G.**, “*Integrated Optics*”, Fifth Edition, Springer, 2002.
- [47] **MILLER D.A.B., CHEMLA D.S. and All.**, “*Band-edge electroabsorption in quantum well structures: the quantum-confined Stark effect*”, Physical Review Letters, vol. 53, n°22, pp. 2173-2176, Nov. 1984.
- [48] **SOUZA P.L., PIRES M.P. and All.**, “*Amplitude modulators based on the Stark effect*”, Microelectronics Journal, vol. 33, n°4, pp. 341-348, April 2002.
- [49] **ZHANG S.**, “*Traweling-wave Electroabsorption Modulators*”, Doctoral Thesis, University of California, Santa Barbara, April 1999.

- [50] **IRMSCHER S.**, “Design, fabrication and analysis of InP-InGaAsP travelling-wave electro-absorption modulator”, Doctoral Thesis, Royal Institute of Technology, Stockholm, 2003.
- [51] **MOODIE D.G., ELLIS A.D. and FORD C.W.**, “Generation of 6.3 ps optical pulses at a 10 GHz repetition rate using a packaged electroabsorption modulator and dispersion compensating fibre”, *Electronics Letters*, vol. 30, n°20, pp. 1700-1701, Sept. 1994.
- [52] **YU J.**, “A simple and stable method to generate ultra-short optical pulse by using EAM and fibers”, *Optics Communications*, vol. 225, pp. 307-311, 2003.
- [53] **TAIRA K. and KIKUCHI K.**, “*Subpicosecond pulse generation using an electroabsorption modulator and a double-stage pulse compressor*”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, n°9, pp. 1288-1290, Sept. 2003.
- [54] **TAIRA K. and KIKUCHI K.**, “Picosecond pulse generation with high extinction ratio employing electroabsorption modulator, fibre compressor, and self-phase-modulation-based pulse reshaper”, *Electronics Letters*, vol. 40, n°1, pp. 15-16, Jan. 2004.
- [55] **OSHIBA S., NAKAMURA K. and HORIKAWA H.**, “*Low-drive-voltage MQW electroabsorption modulator for optical short-pulse generation*”, *IEEE Journal of Quantum Electronics*, vol. 34, n°2, pp. 277-281, Feb. 1998.
- [56] **KAMAN V., CHIU Y.J. and All.**, “*3.7 ps pulse generation at ≥ 30 GHz by dual-drive electroabsorption modulator*”, *Electronics Letters*, vol. 36, n°13, pp. 1130-1132, June 2000.
- [57] **TAKEUCHI H., TSUZUKI K. and All.**, “*Very high-speed light-source module up to 40 Gb/s containing an MQW electroabsorption modulator integrated with a DFB laser*”, *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 3, n°2, pp. 336-343, April 1997.
- [58] **KAMAN V., CHIU Y.J. and All.**, “*Integrated tandem travelling-wave electroabsorption modulators for >100 Gbit/s OTDM applications*”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 12, n°11, pp. 1471-1473, Nov. 2000.
- [59] **CHOU H.F., CHIU Y.J. and BOWERS J.E.**, “*40 GHz optical pulse generation using sinusoidally-driven travelling-wave electroabsorption modulator*”, *Electronics Letters*, vol. 38, n°8, pp. 379-380, April 2002.
- [60] **CHOU H.F., CHIU Y.J. and BOWERS J.E.**, “*Standing-wave enhanced electroabsorption modulator for 40-GHz optical pulse generation*”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 15, n°2 pp. 215-217, Feb 2003.

- [61] **KAWANO K., KOHTOKU M. and All.**, “Polarisation-insensitive travelling-wave electrode electroabsorption (tw-ea) modulator with bandwidth over 50 GHz and driving voltage less than $2v$ ”, *Electronics Letters*, vol. 33, n°18, pp. 1580-1581, Aug. 1997.
- [62] **KAWANO K.**, “Ultra high-speed semiconductor optical modulator with travelling-wave electrode”, US Patent 6,160,654, Dec. 2000.
- [63] **LEFEVRE H.C.**, “Single-mode fiber fractional wave devices and polarization controllers”, *Electronics Letters*, vol. 16, pp. 778-780, 1980.
- [64] **ITU-T RECOMMENDATION G.707**, “Network node interface for the synchronous digital hierarchy (SDH)”, October 2000.
- [65] **VLACH J. and SINGHAL K.**, “*Computer methods for circuit analysis and design*”, Van Nostrand Reinhold, Newyork, 1994.
- [66] **HILAL R.**, “Méthode de conception des amplificateurs distribués de puissance en montage source commune et cascode dans le domaine des fréquence millimétriques”, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, n°9-96, Mars 1996.
- [67] **FRAYSSE J.P.**, “Modélisation non linéaire des transistors bipolaires à hétérojonctions : Application à la conception optimum d’amplificateurs distribués de puissance à montage cascode”, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, n°58-99, Décembre 1999.
- [68] **CAMPOVECCHIO M.**, “*Méthodes et outils d’aide à la conception des dispositifs actifs haute fréquence*”, Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Limoges, Décembre 2000.
- [69] **OBREGON J., NGOYA E., CAMPOVECCHIO M. and CAMIADE M.**, “*Graphical method spots power-FET operating points*”, *Microwave and RF Journal*, vol. 28, n°2, pp. 91-96, Feb. 1999.
- [70] **THIBAUD B., BARATAUD D. and All.**, “CAD oriented design method of frequency multipliers. Application to a milliterwave MMIC PHEMT tripler and microwave HBT doubler”, *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1747-1750, Anaheim, June 1989.
- [71] **ROLLET J.M.**, “*Stability and power-gain invariants of linear two-ports*”, *IRE Transactions Circuit Theory*, vol. CT-9, pp. 29-32, March 1962.
- [72] **PLATZKER A., STRUBLE W. and HETZLER K.**, “*Instabilities diagnosis and the role of K in microwave circuits*”, *IEEE MTT-S Digest*, pp. 1185-1188, 1993.

- [73] **MONS S.**, “Nouvelles méthodes d’analyse de stabilité intégrées à la CAO des circuits monolithiques microondes non-linéaires”, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, n°8-99, Janvier 1999.
- [74] **MONS S., PEREZ M.A., QUERE R. and OBREGON J.**, “A unified approach for linear and nonlinear stability analysis of microwave circuits using commercially available tools”, IEEE MTT-S Digest, pp. 993-996, June 1999.
- [75] **GRIMA M.L. et POITRENAUD N.**, “Etude de la commande hyperfréquence à 40 GHz d’un MEA pour la génération d’impulsions optiques”, Travaux d’Etude et de Recherche de Maîtrise, 2003.

Partie B : Assistant à la conception des
circuits micro-ondes

I. Introduction

Les circuits intégrés microondes monolithiques, plus communément appelés circuits MMIC (pour *Monolithic Microwave Integrated Circuits*), sont des composants qui constituent le cœur d'un grand nombre d'applications, civiles et militaires, des systèmes de télécommunication sans fil et mobile, aux applications automobiles, en passant par les radars ou encore les applications aérospatiales. Les fonctions réalisables à l'aide de ces circuits MMIC sont très variées, amplificateurs faible signal ou de puissance, oscillateurs, déphaseurs, mélangeurs, multiplicateurs ou diviseurs de fréquence. Les principaux enjeux pour ces circuits MMIC sont de fait leurs performances, mais aussi leur temps de développement et bien entendu leur coût de production.

Dans ce contexte, le processus de conception d'un circuit MMIC prend une importance stratégique étant donné l'impossibilité d'ajustage du circuit après réalisation. L'objectif d'une démarche de conception doit donc être de réaliser des circuits répondant aux spécifications dès la première réalisation. En effet, le temps et le coût associés au cycle «conception, réalisation et mesure» d'un circuit MMIC (au minimum six mois, mais souvent bien plus), vont fortement entamer la rentabilité économique de ce circuit, d'autant plus que ce cycle sera répété un nombre important de fois.

C'est une évidence qu'une bonne technologie est une condition nécessaire, mais pas suffisante, à la réalisation de circuits MMIC. Le fait de disposer de bibliothèques détaillées de composants, l'utilisation d'outils de CAO efficaces, ainsi que le savoir faire des concepteurs de circuits, jouent un rôle décisif dans la qualité du résultat. Cependant, le nombre de paramètres à prendre en compte lors de la conception de ces circuits MMIC ne cesse d'augmenter, et seul un expert dans la fonction micro-onde à réaliser est à même de maîtriser tous les choix relatifs à ces paramètres.

Une expertise technique avancée ne suffit pourtant pas à la réalisation d'une conception efficace, qui doit répondre à des délais de plus en plus courts. En effet, à l'heure où le temps de mise sur le marché devient de plus en plus prépondérant, toute conception de circuit MMIC reste très coûteuse en temps. Le concepteur doit faire des choix initiaux à partir d'une

consultation bibliographique d'un grand nombre de documents, et donc passer un temps important à la recherche d'informations. De plus, ces choix vont prendre appui sur des calculs comparatifs du circuit pour plusieurs fonderies ou composants, en appliquant des règles de « scaling ». Puis, le concepteur doit mettre en place toute la méthodologie de conception du circuit. Cela veut dire qu'il doit implémenter dans un logiciel de simulation hyperfréquence commercial, toutes les méthodes spécifiques à la fonction qu'il veut réaliser. Il doit donc à la fois maîtriser le logiciel de simulation qu'il utilise, avoir une connaissance approfondie des méthodes de conception d'une fonction donnée et de leur enchaînement, et finalement, prendre le temps d'implémenter toutes les étapes de sa conception. Cette phase, très consommatrice de temps, a pour conséquence directe de réduire le temps consacré à la réflexion sur de nouvelles méthodologies ou de nouvelles architectures.

Enfin, comme nous l'avons évoqué dans la conclusion de la première partie, la capitalisation du savoir faire des concepteurs, et sa réutilisation de manière efficace, constituent un véritable enjeu scientifique et économique. On constate en effet, aussi bien en milieu universitaire qu'industriel, un problème de diffusion des connaissances, ainsi qu'un problème de sauvegarde de celles-ci.

C'est à partir de ces constatations qu'est née l'idée de la création d'un outil d'assistance à la conception des circuits MMIC. De nos jours, des simulateurs non-linéaires performants sont disponibles, mais il reste à développer des outils d'assistance à la conception. Le développement de l'outil présenté dans cette partie, initié lors de la thèse de Mr Cédric Duperrier [76], est mené en collaboration avec le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES), et avec l'intervention de la société Transiciel.

Les principaux objectifs fixés pour cet assistant à la conception des circuits MMIC peuvent être regroupés en trois points clés pour les concepteurs :

- Gagner du temps : en permettant au concepteur d'effectuer une recherche bibliographique rapide à partir de mots clés, en lui permettant d'appliquer des règles à un grand volume d'informations ; également en optimisant la mise en place des méthodologies de conception, et en assurant la réutilisation efficace des conceptions au niveau composant/ sous-circuit/ circuit.

- Maîtriser la fonction microonde : en proposant des guides de conception spécialisés, comprenant notamment des fichiers d'aide et des fichiers templates (de simulation, circuit, ...).
- Sauvegarder et diffuser l'expertise : en capitalisant l'expérience d'un groupe de concepteurs (méthodes, cas type, simulations, ...), et en facilitant la description de nouvelles connaissances.

De plus, le développement de cet outil doit respecter les principales contraintes que nous nous sommes imposées, à savoir de laisser le contrôle au concepteur, et de ne pas figer l'outil par une intégration informatique monolithique. Il est en effet primordial que le concepteur reste maître de sa conception, et que l'outil puisse évoluer dans le temps pour suivre les avancées technologiques.

II. La conception des circuits MMIC

Un circuit MMIC est un circuit micro-onde pour lequel les composants actifs et passifs sont fabriqués sur le même substrat semi-conducteur. Le terme « monolithique » traduit cette distinction par rapport aux circuits dits hybrides, qui comportent des composants actifs et passifs discrets, assemblés sur un substrat commun. Les circuits MMIC présentent de nombreux avantages par rapport aux circuits hybrides, et également quelques inconvénients.

Les circuits MMIC deviennent bon marché lorsqu'ils sont produits en grande quantité, et ce d'autant plus pour des circuits complexes, comprenant un grand nombre de transistors. En revanche, pour des circuits simples, utilisant seulement quelques transistors et des circuits passifs, les circuits hybrides peuvent être moins chers, avec l'utilisation de transistors « packagés ». La reproductibilité des circuits MMIC est excellente, tandis qu'elle est faible pour les circuits hybrides, à cause du placement des composants et des fils de « bonding ». Il en va de même pour la fiabilité des circuits. Les circuits MMIC présentent également moins de parasites, ce qui permet une bande passante plus grande et des fréquences plus hautes. Cependant, la surface est un point crucial des circuits MMIC, qui doivent être les plus petits possibles, alors que le coût des substrats est faible pour les circuits hybrides. Enfin, le choix de composants est très limité pour les circuits MMIC, et le cycle de fabrication est long.

Il n'est pas question dans ce manuscrit de faire une revue complète et détaillée de la conception des circuits MMIC, aussi nous focaliserons nous uniquement sur quelques points. Le premier point abordé est le choix des composants actifs, qui vont constituer le cœur des circuits MMIC, avec une présentation des différents types de transistor. Ensuite, nous présenterons la conception des amplificateurs de puissance bande étroite, qui sont des circuits très représentatifs des circuits MMIC.

II.A. Le choix des composants actifs

De plus en plus, le concepteur de circuits MMIC, lorsqu'il dessine un circuit, a un vaste choix de technologies de composants actifs. Les principales technologies de transistors pour les circuits MMIC sont fabriquées à partir d'arséniure de gallium (AsGa) ou de Silicium (Si).

L'AsGa a très longtemps dominé le développement des circuits MMIC, et encore aujourd'hui, la grande majorité des circuits MMIC au-dessus de quelques GHz sont fabriqués à partir d'AsGa. Néanmoins, les MMIC sur Si dominent la plupart des applications jusqu'à environ 5 GHz, et les progrès sur les composants Si bipolaires permettent d'atteindre des fréquences de transition d'environ 25 GHz. De plus, les transistors bipolaires à hétéro-jonction en technologie Silicium-Germanium (SiGe) [77] ont atteint des fréquences de transition maximum de plus de 250 GHz, pour la technologie 9HP d'IBM (2003) [78]. Mais c'est assurément la technologie à partir de phosphore d'indium (InP) qui permet d'atteindre les meilleures performances à très haute fréquence. Des amplificateurs de puissance avec 1 W de puissance de sortie dans la bande V [79], ou encore des amplificateurs distribués avec une bande passante de 1 à 157 GHz [80] ont été réalisés en technologie InP. Enfin, de nouvelles technologies apparaissent pour les applications à forte puissance, avec les matériaux grand gap tels que le nitrure de gallium (GaN).

Finalement, le choix d'une technologie dépend du domaine d'application du circuit à concevoir, ainsi que des spécifications de celui-ci en terme de performances. Dans les paragraphes suivants, les principales technologies de composants actifs disponibles sont présentées, avec leurs principes de fonctionnement, ce qui permet une comparaison des performances de celles-ci.

A.1. Les transistors à effet de champ

Le transistor à effet de champ à grille Schottky (ou MESFET pour *Metal Semiconductor Field Effect Transistor*), fabriqué pour la première fois avec succès en 1966 sur AsGa [81], et dont les performances aux fréquences micro-ondes ont été démontrées en 1967 [82], a permis quelques années plus tard, en 1976, la réalisation du premier vrai circuit intégré micro-ondes analogique [83], circuits qui prendront par la suite le nom de circuits MMIC. Cette section sur les transistors à effet de champ se concentre principalement sur les composants à partir de composés III-V (MESFETs et HEMTs).

1.a. Les transistors MESFETs

Les transistors MESFETs restent des composants de base pour les circuits MMIC réalisés en grande série, par exemple pour la partie émission des radiotéléphones ou pour les récepteurs

de télévision par satellite. La Figure II-1 montre une vue en coupe de la structure d'un MESFET.

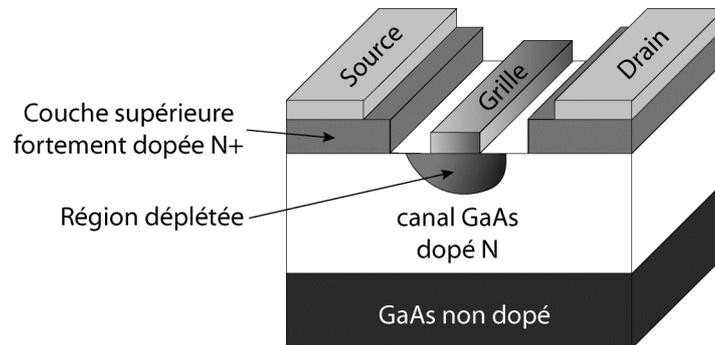


Figure II-1 : Structure d'un MESFET sur AsGa

Dans sa configuration la plus simple, l'architecture verticale d'un MESFET comprend trois couches principales. On trouve une couche supérieure fortement dopée, qui facilite la formation de contacts de faible résistance pour la source et le drain. En dessous, se trouve une fine couche de canal, faiblement dopée, à travers laquelle le courant traverse le composant. Finalement, au-dessus du substrat semi-isolant, se trouve une couche tampon non dopée qui a une forte résistance, et dont la fonction est de confiner les porteurs dans le canal du composant.

Le MESFET est un composant unipolaire : c'est à dire que le courant est porté soit par les électrons, soit par les trous. En général, étant donné la plus faible mobilité des trous, le courant dans les MESFETs est porté par les électrons, et donc la couche supérieure et le canal sont dopés de type N. Une tension appliquée entre les contacts ohmiques de drain et de source fait circuler un courant d'électrons parallèlement à la surface du semi-conducteur. La saturation de ce courant est due à la saturation de la vitesse des électrons.

L'intensité du courant est contrôlée par la profondeur de la zone déplétée, qui apparaît sous la jonction métal-semi-conducteur constituant la grille (contact Schottky). En effet, la taille de la zone déplétée est fonction de la tension appliquée sur la grille : une forte tension négative de grille entraîne une zone déplétée grande. Donc l'application d'une tension de grille négative entraîne un champ électrique plus fort pour une polarisation de drain donnée. Il en résulte une saturation du courant pour de plus faibles tensions de drain lorsque que la polarisation inverse de grille est plus forte. C'est ce que l'on peut observer sur la caractéristique $I_{ds}(V_{ds}, V_{gs})$ de la Figure II-2.

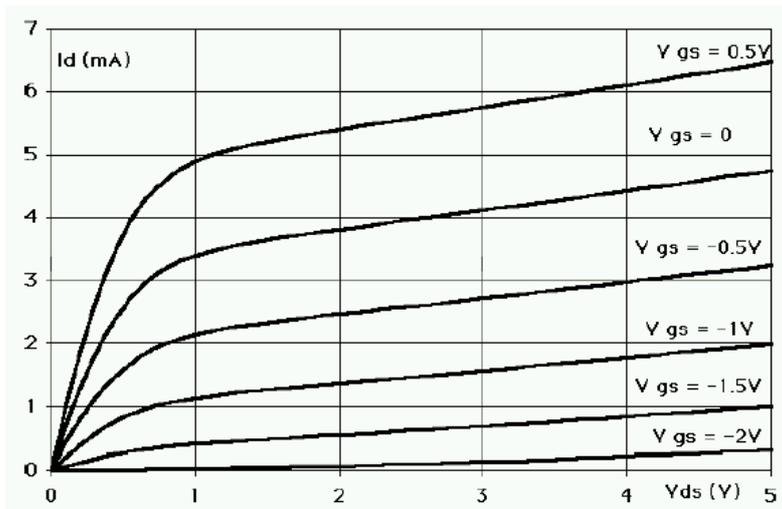


Figure II-2 : Caractéristique de sortie d'un MESFET

Dans ce type de transistor, l'obtention de niveaux de courant élevés passe par l'emploi de dopages importants, réduisant de ce fait les valeurs de tensions de claquage. Pour les composants de puissance, le contact de grille est généralement plus proche de la source que du drain, ce qui permet de diminuer la résistance parasite de source, et augmente la tension d'avalanche drain-source en autorisant une extension supplémentaire de la région à fort champ dans la zone entre la grille et le drain.

Les performances en fréquence de ce type de transistor sont déterminées par la longueur de la grille, qui doit être la plus courte possible. Or, réduire la longueur de la grille conduit à augmenter sa résistance série. La solution la plus classique consiste alors à utiliser une grille en T, ou une grille en champignon (voir Figure II-3) : cela permet de réduire la résistance série de la grille, sans augmenter sa longueur, qui détermine la fréquence de coupure du composant.

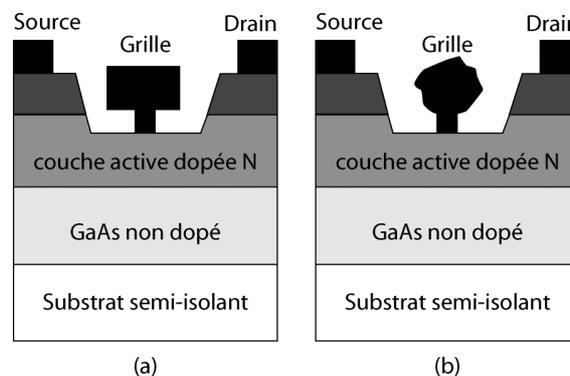


Figure II-3 : Grille en T (a) ou en champignon (b) pour réduire la résistance série de la grille

1.b. Les transistors HEMTs

Le transistor à effet de champ à hétéro-jonction (ou HEMT pour *High Electron Mobility Transistor*) est un composant dont le fonctionnement est proche du MESFET. La différence est que le HEMT utilise une hétéro-jonction, c'est à dire une jonction entre des matériaux ayant des bandes d'énergie différentes, de manière à faire passer les électrons constituant le courant drain-source dans un semi-conducteur non-dopé, afin de diminuer le temps de transit et donc augmenter les performances en fréquence. La vitesse des électrons est en effet d'autant plus grande que le dopage du semi-conducteur est faible, car la dispersion d'impuretés ionisées est réduite.

La vue en coupe d'un HEMT AlGaAs/GaAs est représentée Figure II-4, de même que le profil de bande de conduction correspondant.

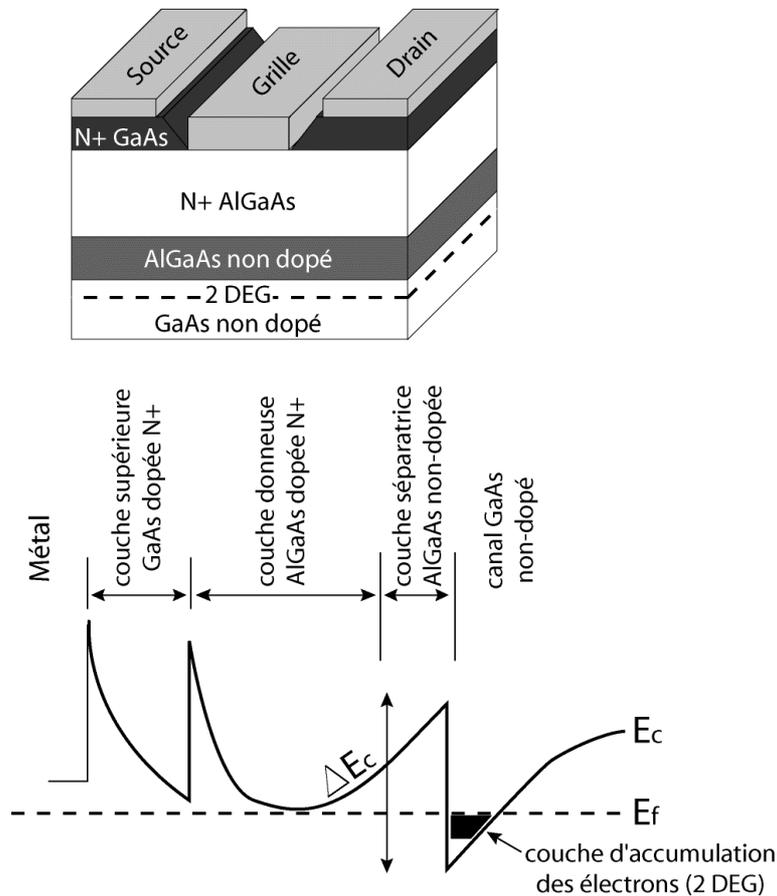


Figure II-4 : Structure d'un HEMT AlGaAs/GaAs et son diagramme de bande de conduction

Comme pour les MESFETs, une couche supérieure de GaAs fortement dopée N facilite la formation de contacts ohmiques de faible résistance. L'hétérojonction est formée entre un

premier semi-conducteur (GaAs) et un second semi-conducteur ($\text{Ga}_x\text{Al}_{1-x}\text{As}$), ayant un gap qui dépend de la proportion x , mais qui est toujours plus élevé que celui de GaAs. Cette hétérojonction crée un puit de potentiel du côté GaAs de l'hétérojonction qui a été délibérément non dopé. Le matériau GaAlAs étant dopé N, des électrons en provenance de la partie dopée s'accumulent dans le puit de potentiel en franchissant le pic d'énergie ΔE_c par effet tunnel. C'est ce puit de potentiel de forme quasi-triangulaire, ou couche d'accumulation, qui constitue le canal du transistor. Cette couche d'accumulation est appelée habituellement gaz d'électrons à deux dimensions (ou 2DEG pour *2-Dimensional Electron Gas*).

Sous l'effet de la tension appliquée entre drain et source, ces électrons vont se déplacer dans une zone non dopée, et donc à grande vitesse. Le courant passant du drain à la source à travers le gaz d'électrons à deux dimensions, est déterminé par la concentration d'électrons sous le contact de grille, à l'interface de l'hétérojonction. Cette concentration du gaz d'électrons peut être modulée en changeant la polarisation sur le contact Schottky, c'est à dire la tension de grille. Ainsi, en polarisant suffisamment en inverse la grille, le gaz d'électrons peut être complètement annihilé, et donc aucun courant ne passe. Le transistor est alors dit pincé.

La forte mobilité des électrons dans le canal permet, à longueur de grille identique, d'augmenter la fréquence de coupure de ce type de composant par rapport aux MESFETs. Par contre, l'inconvénient de ce type de transistor vient de ce que le canal est constitué par le puit de potentiel, qui a une largeur très faible, ce qui limite le courant de ce composant.

1.c. Les principales technologies de transistors HEMT actuelles

La technologie HEMT, bien qu'encore disponible dans de nombreuses fonderies, a été supplantée par différents composants ayant des architectures verticales plus complexes.

i Les HEMTs pseudomorphiques

Les transistors à effet de champ pseudomorphiques GaAs (ou pHEMTs pour *pseudomorphic HEMTs*) représentent la technologie de HEMT la plus disponible actuellement. Le terme pseudomorphique provient du fait que le canal du composant est formé en InGaAs, avec une concentration d'Indium allant de 20 à 30 %. Cette couche d'InGaAs est intercalée entre les couches AlGaAs et GaAs du HEMT. En observant le diagramme de bande, on voit que la discontinuité de la bande de conduction à l'interface AlGaAs/InGaAs est plus large que dans

le cas AlGaAs/GaAs. Le puit de potentiel est donc plus large que pour la structure précédente, et donc le courant dans ce transistor peut être plus élevé. De plus, la vitesse des électrons dans l'InGaAs (non dopé) est également plus élevée que dans le GaAs.

Cependant, la constante de maille de l'InGaAs n'est pas parfaitement adaptée à celles de GaAs et de l'AlGaAs, et la formation du canal doit donc se faire de manière contrainte. Néanmoins, à condition que la couche du canal soit suffisamment fine, le canal peut être contraint (canal pseudomorphique) à la constante de maille du reste de la structure sans risquer de dislocation.

Ce type de transistor existe aussi sur substrat InP, pour des applications très haute fréquence. Une couche d'InGaAs est alors intercalée entre une couche d'InAlAs et une couche d'InP qui ont un gap plus grand. Etant donné la structure de bande de ce type de composant, la vitesse effective et la mobilité des porteurs augmentent avec la concentration d'indium. Une forte concentration d'indium de 53 % conduit à une longueur de maille identique à celles de l'InAlAs et de l'InP, et dans ce cas le canal n'est pas contraint. Il s'agit de HEMTs InP à maille adaptée, qui ont une transconductance et une fréquence de transition maximale significativement améliorées. En revanche, les tensions d'avalanche de ces composants ne sont pas très élevées. Des améliorations supplémentaires de la transconductance et de la fréquence de transition maximale peuvent être apportées en augmentant encore la concentration d'indium dans le canal : avec une concentration d'indium de 65 %, on a alors de nouveau un HEMT pseudomorphique, mais les effets d'avalanche compromettent les performances de ces composants pour des applications pratiques.

ii Les HEMTs à double hétérojonctions

Pour augmenter les possibilités en puissance des HEMTs, un apport supplémentaire de dopage peut être amené sous le canal du composant (Figure II-5). L'objectif est de doubler la concentration de porteurs dans le canal, et donc d'augmenter proportionnellement le courant drain-source pour une largeur donnée du composant. Ce type de composant est donc destiné à des applications d'amplification de puissance. Ce type de structure nécessite néanmoins une conception minutieuse de son architecture verticale, afin de minimiser les non-linéarités de la transconductance et de la capacité de grille vis à vis de la polarisation de grille.

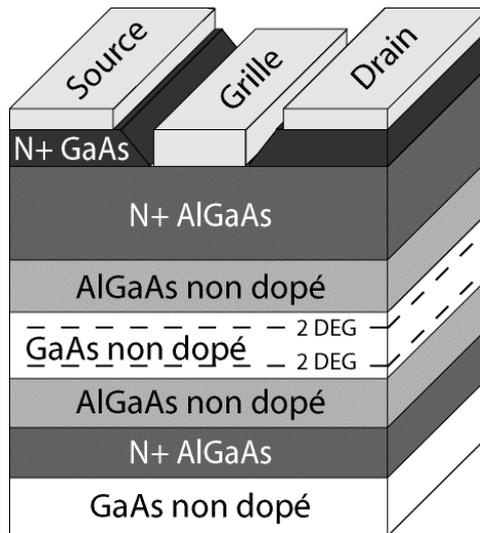


Figure II-5 : Structure d'un HEMT GaAs à double hétérojonction

iii Les HEMTs métamorphiques

L'utilisation d'un substrat GaAs est avantageuse, en termes de prix et de maturité de la technologie, pour la production des MMICs par rapport à un substrat InP. Cependant, il serait très intéressant d'avoir des composants ayant des performances proches de celles que l'on peut obtenir sur InP. Malheureusement, il n'est pas possible de faire croître des couches de canal à forte concentration d'InP sur un substrat GaAs, en raison des désadaptations de maille trop importantes. Par contre, l'utilisation sous le canal d'une couche tampon, dans laquelle la concentration d'indium est graduée, soit linéairement, soit par une série d'échelons, permet de faire croître sur un substrat GaAs, des couches de canal avec une forte concentration d'indium de bonne qualité. Etant donné que les constantes de maille du canal et du substrat sont différentes, les composants ayant ces structures sont appelés des HEMTs métamorphiques.

C'est ce même type de structure qui est utilisée par exemple pour les HEMTs GaN. En effet, il n'existe pas à ce jour de substrats GaN disponibles, et il faut donc avoir recours pour le substrat à des matériaux tels que le carbure de silicium ou le saphir.

A.2. Les transistors bipolaires

Cette partie présente le principe de fonctionnement des transistors bipolaires, à jonction simple et à hétérojonction, avant de résumer les différentes technologies de transistor bipolaire disponibles actuellement.

2.a. Principe de fonctionnement

Depuis son invention en 1948 par l'équipe de Shockley, le transistor bipolaire est un composant incontournable de l'électronique moderne. C'est un composant à trois accès, avec des contacts d'émetteur, de base et de collecteur comme le montre la Figure II-6.

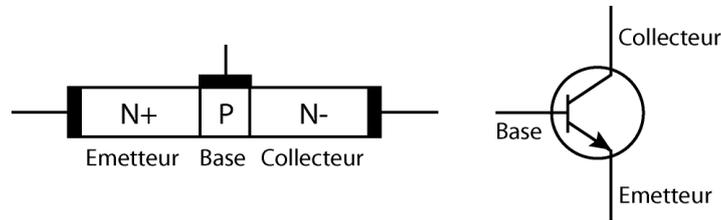


Figure II-6 : Représentation schématique d'un transistor bipolaire n-p-n

La structure élémentaire d'un transistor bipolaire est constituée de deux jonctions P-N montées en tête-bêche, intimement couplées. Nous prenons une structure N-P-N pour exemple, mais une structure P-N-P fonctionne de manière identique. En général, les niveaux de dopage des trois régions sont tels que l'émetteur est plus fortement dopé que la base, qui est elle-même plus dopée que le collecteur. La Figure II-7 représente les diagrammes de bande d'un transistor bipolaire.

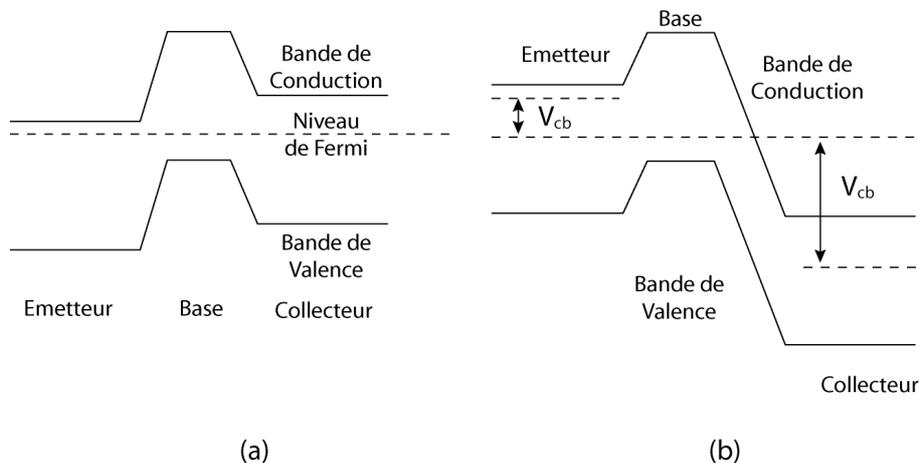


Figure II-7 : Diagrammes des bandes d'énergie d'un transistor bipolaire N-P-N (a) à l'équilibre, et (b) dans les conditions normales de fonctionnement

A l'équilibre thermodynamique, il se crée deux zones de charges d'espace au niveau des jonctions émetteur-base et collecteur-base. Dans les conditions normales de fonctionnement, la jonction émetteur-base est polarisée en direct ($V_{be} > 0.6 \text{ V}$), tandis que la jonction collecteur-base est polarisée en inverse ($V_{bc} < 0$). Dans ces conditions, la barrière de potentiel

de la jonction émetteur est réduite, tandis qu'elle est augmentée au niveau de la jonction collecteur. Etant donné que l'émetteur est fortement dopé, des électrons sont injectés depuis l'émetteur dans la base, et diffusent vers le collecteur. L'épaisseur de la région de base doit être fine en comparaison avec la longueur de diffusion des porteurs minoritaires (les électrons), de manière à ce que quasiment tous les électrons injectés atteignent la jonction collecteur-base (peu de recombinaisons dans la base). Une fois à cette jonction, les électrons sont rapidement accélérés vers le contact de collecteur par le fort champ électrique régnant dans cette jonction collecteur-base, polarisée en inverse. Dans ces conditions, le nombre d'électrons injectés de l'émetteur vers la base, est contrôlé par la tension V_{be} .

Cependant un certain nombre d'électrons se recombinent dans la base avec des trous en créant donc un courant de trous "recombinants". De plus la jonction base-émetteur étant polarisée en direct il y aura un courant de trous injectés de la base vers l'émetteur. L'ensemble de ces deux courants constituent la partie principale du courant de base.

Une vue en coupe de la structure verticale d'un transistor bipolaire N-P-N est représentée Figure II-8.

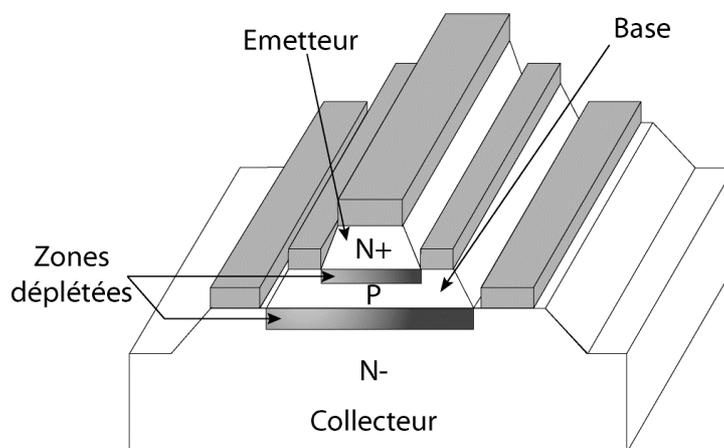


Figure II-8 : Structure verticale d'un transistor bipolaire N-P-N

Les transistors bipolaires en silicium atteignent des fréquences de transition F_t d'une dizaine de GHz, et des fréquences maximales F_{max} d'environ 40 GHz. Ces composants peuvent donc être utilisés dans la partie basse du spectre micro-onde (1.8 GHz). Cependant, pour que le courant de trous soit faible devant le courant d'électrons dans un transistor N-P-N (bonne efficacité d'injection), la différence de dopage entre l'émetteur et la base doit être grande. La base étant donc peu dopée, elle est très résistive. Il n'est alors pas possible de trop diminuer

son épaisseur pour diminuer le temps de transit des électrons, et donc augmenter F_t , sous peine d'avoir une résistance de base trop élevée et donc une diminution importante de F_{max} .

2.b. Les transistors bipolaires à hétérojonction

Les composants doivent atteindre des fréquences de fonctionnement toujours plus hautes. Des régions de base plus fines et des niveaux de dopages plus élevés sont donc requis, ce qui entraîne des champs électriques plus forts à travers des régions déplétées étroites, et on observe des effets de fuite qui deviennent significatifs. Pour remédier à ce problème, la solution est d'introduire une hétérojonction entre l'émetteur et la base. Cette hétérojonction (grand gap pour l'émetteur, petit gap pour la base), est choisie de telle manière à introduire un décalage dans la bande de valence ΔE_v , afin d'augmenter la barrière de potentiel présentée à l'injection des trous de la base dans l'émetteur (Figure II-9). Grâce à cette particularité, le dopage de la base peut maintenant être bien plus grand que le dopage de l'émetteur, ce qui permet de réaliser des épaisseurs de base très faibles et donc des fréquences F_t et F_{max} très élevées.

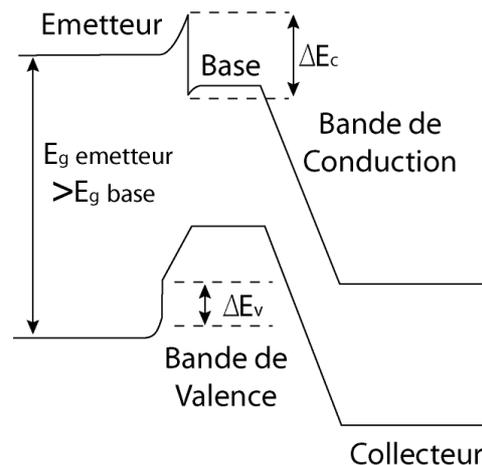


Figure II-9 : Diagramme de bande d'un transistor bipolaire à hétérojonction

Les transistors bipolaires à hétérojonction (ou HBT pour *Heterojunction Bipolar Transistor*) à partir de composés III-V sont utilisés depuis des années, et ont été appliqués plus récemment à la technologie bipolaire Si.

2.c. Les technologies bipolaires actuelles

Actuellement, quatre types de technologies bipolaires sont disponibles pour le concepteur de MMICs : les filières bipolaires Si, les HBTs SiGe, les HBTs à partir de GaAs, et les HBTs à partir d'InP.

i Les filières bipolaires Si

Nombre de fonderies proposent actuellement des technologies bipolaires MMIC sur silicium, principalement destinées aux applications dans le bas de la bande micro-onde. Une des avancées de ces technologies bipolaires Si est l'utilisation de couches polysilicium très fortement dopées, afin de minimiser les résistances d'accès, les capacités de jonction et les capacités parasites. De plus, l'utilisation d'une couche enterrée pour ramener le contact de collecteur sur la surface du composant permet de réduire la capacité parasite collecteur-base, améliorant ainsi les performances haute fréquence.

ii Les HBTs SiGe

Les technologies HBT SiGe sont maintenant matures, et devraient prendre une part significative du marché des communications. Les HBTs SiGe utilisent une couche de SiGe pour la base du transistor, le SiGe ayant un gap plus faible que le Si. En général, la base a un profil de bande gradué, du à une concentration graduée de germanium le long de la base, ce qui introduit un champ électrique interne qui accélère les électrons à travers la base, réduisant ainsi le temps de transit, et donc augmentant la fréquence de fonctionnement. Augmenter la concentration de Ge permet de réduire plus le gap d'énergie. La concentration maximum de germanium qui peut être introduite dans la base est cependant limitée par la différence des constantes de maille du Ge et du Si.

Les techniques de l'emploi de poly-Si et la couche enterrée de collecteur mentionnées juste avant peuvent également être employées. Ces techniques, combinées avec les avantages en performances intrinsèques apportées par l'incorporation de SiGe dans les structures verticales, offrent une technologie à base de Si avec des performances comparables à celles des composants III-V. De plus, si on rajoute les capacités de production en fort volume de l'industrie microélectronique Si, on comprend que la technologie HBT SiGe est promise à un bel avenir dans de nombreuses applications.

iii Les HBTs à partir de GaAs

Les HBTs III-V, prédominés par les composants à hétérojonction GaAs/AlGaAs, sont développés depuis une vingtaine d'années, et sont aujourd'hui proposés par de nombreuses fonderies pour une production à fort volume. Les HBTs à partir d'AsGa sont omniprésents dans les systèmes de communication sans fils, comme par exemple les combinés pour l'UMTS 3^{ème} génération. Un des avantages de l'hétérojonction GaAs/AlGaAs réside dans l'accord de maille quasiment parfait entre le GaAs et l'AlGaAs, et ceci pour pratiquement toutes les concentrations d'aluminium. Leurs performances en puissance est l'atout majeur du HBT AsGa

iv Les HBTs à partir d'InP

Les HBTs ayant les niveaux de performance les plus élevés en fréquence sont sans doute les HBTs à partir d'InP. En effet, un matériau comme l' $\text{In}_{0.53}\text{GaAs}$, qui peut croître sur un substrat InP sans contraintes, a des figures de mérite impressionnantes de mobilité à faible champ et de vitesse de saturation à fort champ. Les HBTs sur InP ont été particulièrement étudiés, pour répondre à la demande d'applications électroniques pour les systèmes optiques à 40 Gbit/s. En outre, les HBTs InP offrent assurément une solution d'intégration monolithique sur une même puce, à la fois des circuits électroniques et des fonctions optiques à grande longueur d'onde.

A.3. Comparaison des différents types de transistor

Nous venons de décrire le fonctionnement et la variété des technologies de composant bipolaire et à effet de champ, actuellement disponibles pour le concepteur de MMIC. Nous allons maintenant essayer de comparer les performances de ces différentes technologies, en fonction des applications visées.

3.a. Les applications faible bruit

Le Tableau 6 compare les performances en bruit des technologies actuelles de transistors bipolaire et à effet de champ.

Technologie	Fréquence de coude	Facteur de bruit minimum	Gain associé
Bipolaire Si	< 1 kHz	1.5 dB @ 2 GHz	21 dB @ 2 GHz
HBT SiGe	< 1 kHz	0.65 dB @ 2 GHz 3 dB @ 12 GHz	21 dB @ 2 GHz 5 dB @ 12 GHz
HBT GaAs	< 1 kHz	0.4 dB @ 2 GHz	25 dB @ 2 GHz
MESFET GaAs	> 10 MHz	0.8 dB @ 12 GHz	12 dB @ 12 GHz
pHEMT GaAs	> 10 MHz	0.25 dB @ 2 GHz 1 dB @ 18 GHz	16 dB @ 4 GHz 10 dB @ 18 GHz
HEMT InP	> 10 MHz	0.3 dB @ 18 GHz	17 dB @ 18 GHz
mHEMT GaAs		0.4 dB @ 18 GHz	11.5 dB @ 18 GHz

Tableau 6 : Comparaison des performances en bruit

Le bruit basse fréquence (ou bruit en 1/f) est plus faible dans les composants bipolaires, et la fréquence de coude (fréquence d'intersection entre le bruit en 1/f et le bruit plancher) de ces composants apparaît pour des fréquences relativement faible. Les HBTs sont donc de très bons candidats pour la conception d'oscillateurs à très faible bruit de phase.

Pour les applications d'amplification faible bruit à haute fréquence, le HEMT est généralement reconnu comme le meilleur choix, suivi par le MESFET. Les sources de bruit principales dans les FETs sont le bruit thermique et le bruit de diffusion thermique, qui proviennent des collisions aléatoires des porteurs dans le canal du composant. Les meilleures performances en bruit sont obtenues en minimisant la résistance d'accès à la source, et en maximisant la fréquence de coupure du gain en courant. Ce dernier point nécessite de concevoir le composant pour avoir une transconductance g_m maximale, et une capacité de grille C_{gs} minimale. Ces conditions peuvent aussi être contrôlées en choisissant judicieusement la polarisation. Un facteur de bruit minimum (F_{min}) est généralement obtenu pour un courant de polarisation d'environ $I_{dss}/10$. Les HEMTs ont cependant une plage de variation du courant drain-source sur laquelle F_{min} est atteint, plus grande que les MESFETs. Ceci permet d'avoir une marge plus grande pour la conception de circuits LNA (*Low Noise Amplifier*). Etant donné qu'un fort gain est généralement requis pour l'amplificateur, et que la polarisation pour un F_{min} ne correspond pas en principe à la polarisation pour un gain maximum, un compromis doit souvent être fait entre le gain et le facteur de bruit.

La possibilité de fortement doper la base ouvre de nouvelles opportunités pour les HBTs, qui peuvent être intéressants pour un fonctionnement faible bruit sur une large bande passante. Mais la meilleure solution pour un fonctionnement faible bruit reste assurément le HEMT sur substrat InP.

3.b. Les applications de puissance

Les performances en puissance d'un composant sont déterminées par l'excursion en tension (définie entre les tensions de coude et d'avalanche), et les niveaux de courant qui peuvent être supportés par le transistor. Les principales technologies de composants disponibles pour l'amplification de puissance sont : les MESFETs GaAs, les HEMT GaAs, les HBTs GaAs, les MOSFETs Si, les BJT Si ou les HBTs SiGe. Il est à priori très difficile de déterminer de manière générale quel type de composant est le plus approprié à l'amplification de puissance. Jusqu'à une fréquence de 2 GHz, toutes les technologies peuvent convenir, mais ce sont bien souvent les composants à partir de Si qui sont privilégiés, en raison du faible coût du substrat. Entre 2 et 20 GHz, la plupart des technologies Si ne conviennent plus, et à partir d'une vingtaine de GHz, seuls les HBTs et les HEMTs sur GaAs ont des performances vraiment satisfaisantes.

Ce sont donc les technologies de composant à partir de GaAs qui sont privilégiées pour l'amplification de puissance aux fréquences microondes, notamment en raison de tensions d'avalanche comparativement plus fortes. Les composants GaAs les plus populaires, et les plus matures pour des applications de puissance sont les pHEMTs. Cependant, les HBTs ne cessent de progresser, et offrent actuellement des tensions d'avalanche et des densités de courant supérieures aux pHEMTs. Ces composants sont néanmoins beaucoup plus sensibles aux effets thermiques, qui peuvent conduire à des différences significatives entre un fonctionnement continu, et un fonctionnement en mode pulsé du composant. Diverses solutions sont étudiées pour remédier à ce problème, comme la conception de HBTs thermiquement stables en montage cascode [84], ou encore l'addition de radiateurs thermiques en or ou en diamant.

L'avènement des technologies à partir de matériaux grand gap tels que le GaN, très prometteuses pour les applications de fortes puissances sur une large bande de fréquence, devrait néanmoins révolutionner les applications de puissance d'ici quelques années. En effet,

si ces technologies nécessitent de gagner en maturité, avant de pouvoir être utilisées dans des applications commerciales, les démonstrateurs réalisés dans les laboratoires de recherche à partir de ces technologies ne cessent de battre des records de puissance, avec un facteur 10 sur l'état de l'art actuel.

3.c. Fonctionnement haute fréquence

Bien que les applications aux fréquences millimétriques soient moins fréquentes qu'aux fréquences microondes, certains systèmes commerciaux, tels que les radars anti-collision pour l'automobile, ou les applications spatiales, sont demandeurs de technologies à des fréquences toujours plus hautes.

Lorsqu'un fonctionnement haute fréquence est requis, les pHEMTs sont une très bonne solution, en raison de leur fort gain jusqu'aux fréquences millimétriques, et leurs bonnes performances en bruit et en puissance. Mais c'est la technologie HEMT sur InP qui représente le meilleur choix pour les systèmes millimétriques. Les HBTs sur GaAs ou InP présentent également de bonnes caractéristiques à très haute fréquence, mais leur fréquence maximale de fonctionnement reste inférieure à celle des HEMTs sur InP. Le Tableau 7 donne l'état actuel des différentes technologies.

Technologie	Taille minimum	f_t	f_{max}
Bipolaire Si	0.5 μm	50 GHz	50 GHz
HBT SiGe	0.8 μm	130 GHz	160 GHz
HBT GaAs	1.0 μm	180 GHz	280 GHz
HBT InP	1.0 μm	228 GHz	270 GHz
MESFET GaAs	0.2 μm	80 GHz	120 GHz
pHEMT GaAs	0.12 μm	120 GHz	200 GHz
HEMT InP	0.12 μm	250 GHz	350 GHz
mHEMT GaAs	0.12 μm	225 GHz	250 GHz

Tableau 7 : Comparaison des f_t et f_{max}

II.B. La conception d'un amplificateur de puissance bande étroite

Afin d'illustrer toutes les étapes nécessaires à la conception d'un circuit MMIC, nous prenons l'exemple de la conception d'un amplificateur de puissance bande étroite, circuit très représentatif des circuits MMIC.

La conception d'un amplificateur de puissance débute par une démarche globale de définition des objectifs de la conception et de réflexion sur les différents choix qui vont permettre d'atteindre ces objectifs. Une fois ces choix initiaux de conception effectués, l'obtention des performances maximales de l'amplificateur de puissance aux fréquences microondes, est un processus complexe du fait des interactions inhérentes entre les composants actifs et les circuits passifs, et ce d'autant plus lorsque l'élément actif devient saturé. Ce processus de conception de l'amplificateur de puissance va faire appel à différentes techniques et méthodologies de CAO, plus ou moins complexes, et plus ou moins difficiles à implémenter dans un logiciel de simulation hyperfréquences.

B.1. Les spécifications

Toute conception de circuit microonde commence par la définition des spécifications, relatives au cahier des charges, qui représentent les objectifs devant être atteints par le futur circuit. Ces spécifications déterminent les choix du concepteur vis-à-vis de la sélection de la technologie utilisée, de la topologie du circuit, mais également des analyses et méthodes CAO, nécessaires à l'obtention de ces objectifs.

Le Tableau 8 présente une liste non exhaustive des spécifications pouvant être définies pour un amplificateur de puissance bande étroite.

Spécifications	Unité
Fréquence	GHz
Bande Passante	MHz
Puissance de sortie à 1 dB de compression	dBm
Gain en puissance à 1 dB	dB
Rendement en puissance ajoutée	%
Consommation DC	mW
Ondulation de la puissance de sortie	dB
Intermodulations	dBc
OIP3	dBm
Réflexion d'entrée	dB
Réflexion de sortie	dB
Ondulation du gain	dB
Figure de bruit	dB
Résistance thermique	°C/W
Taille de la puce	mm ²

Tableau 8 : Liste des spécifications d'un amplificateur de puissance bande étroite

C'est à partir de l'analyse de cette liste de spécifications que le concepteur doit faire les choix initiaux de la conception du circuit.

B.2. Les choix initiaux et le pré-dimensionnement de l'amplificateur

Avant de commencer les différentes phases de conception (optimisation du fonctionnement fort niveau du ou des transistors, synthèse des circuits passifs, étude de la stabilité,...), le concepteur doit choisir une technologie (si elle n'est pas spécifiée), une classe de fonctionnement pour le ou les transistors, ainsi que l'architecture de départ du circuit (topologie, nombre d'étages, nombre de transistors par étage,...).

2.a. Choix de la technologie

Lorsque la technologie, qui va être utilisée pour la réalisation du circuit, ne fait pas partie des spécifications, elle constitue le premier choix qui doit être fait par le concepteur. Cette étape est particulièrement délicate puisque les performances de l'amplificateur vont dépendre de ce choix initial.

Le concepteur doit choisir tout d'abord le type de l'élément actif qu'il va utiliser, c'est-à-dire le type de transistor, et le substrat sur lequel le circuit sera réalisé. Dans le cas d'un amplificateur de puissance, cela revient à choisir parmi les différentes typologies de transistors et les différents substrats vus dans le §II.A, une technologie qui puisse répondre aux spécifications de puissance de sortie à la fréquence spécifiée la plus haute. Ce choix, déjà évoqué au §II.A.3.b pour une application de puissance, nécessite généralement de la part du concepteur une grande expertise technique, associée à des connaissances approfondies des différentes technologies.

Une fois que le concepteur a sélectionné la technologie susceptible de répondre aux spécifications de l'amplificateur de puissance, il doit encore pour cette technologie choisir un fondeur et une filière de ce fondeur correspondant à cette technologie. D'autres critères rentrent alors en compte comme les performances de cette filière, sa disponibilité, le prix, ainsi que des critères plus subjectifs comme la maturité de la filière et la confiance dans ce fondeur.

2.b. Choix de la classe de fonctionnement

En fonction des performances désirées, plusieurs classes de fonctionnement peuvent être choisies. On différencie les classes obtenues par des modifications des tensions de polarisation (A, AB, B, C), des classes correspondant à un fonctionnement des transistors en mode commuté ou pulsé (D, E), ou encore des classes pour lesquelles on modifie les impédances présentées aux harmoniques (F, G, FG).

Les classes de fonctionnement d'un amplificateur de puissance se définissent d'une part, à partir de la forme temporelle des tensions d'excitation d'entrée $V_e(t)$ et de sortie $V_s(t)$, et d'autre part en fonction du temps de conduction (défini par l'angle d'ouverture) de la source de courant commandée $I_s(t)$ par rapport à la période du signal d'excitation $V_e(t)$.

L'angle d'ouverture d'un transistor, noté ϕ , est défini à partir de la durée t_0 pendant laquelle la source de courant principale produit un courant non nul sur une demi-période du signal d'entrée (Figure II-10).

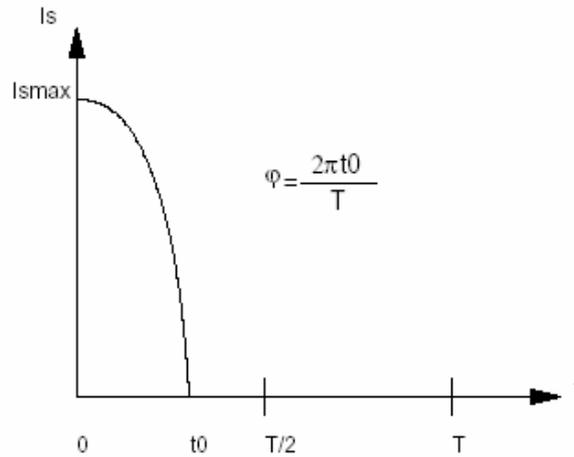


Figure II-10 : Définition de l'angle d'ouverture ϕ

Les différentes classes de fonctionnement sont illustrées dans le cas d'un transistor à effet de champ (FET) en source commune (Figure II-11).

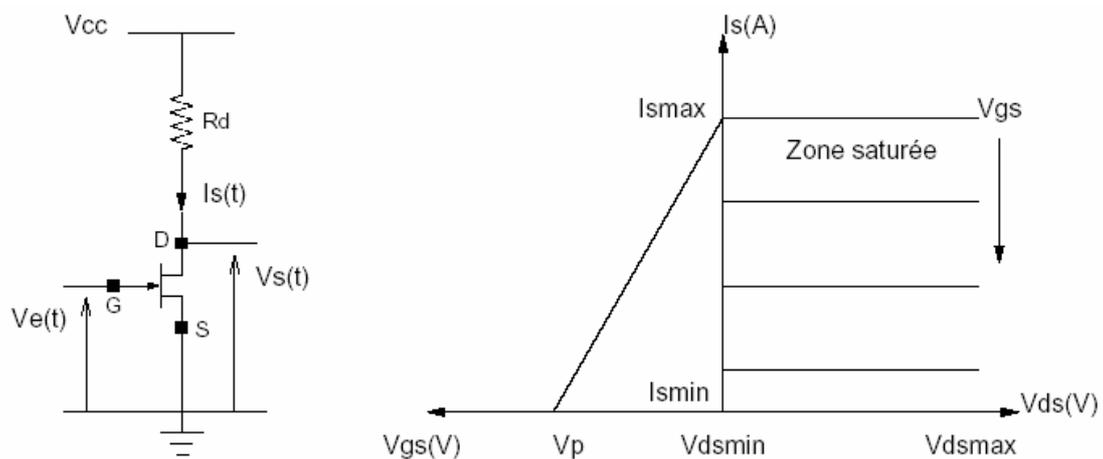


Figure II-11 : Montage source commune d'un FET et caractéristiques I(V) associées

i Les classes A, AB, B et C

Ces classes de fonctionnement sont définies par des tensions d'excitation et de sortie sinusoïdales [85]. Le point de polarisation d'entrée est choisi de façon à modifier le temps de conduction de la source de courant.

L'angle d'ouverture pour la classe A est égal à π ($\phi = \pi$) (Figure II-12). La classe A permet d'obtenir un fort gain en puissance. Cependant, le rendement en puissance ajoutée et la puissance de sortie associés sont faibles.

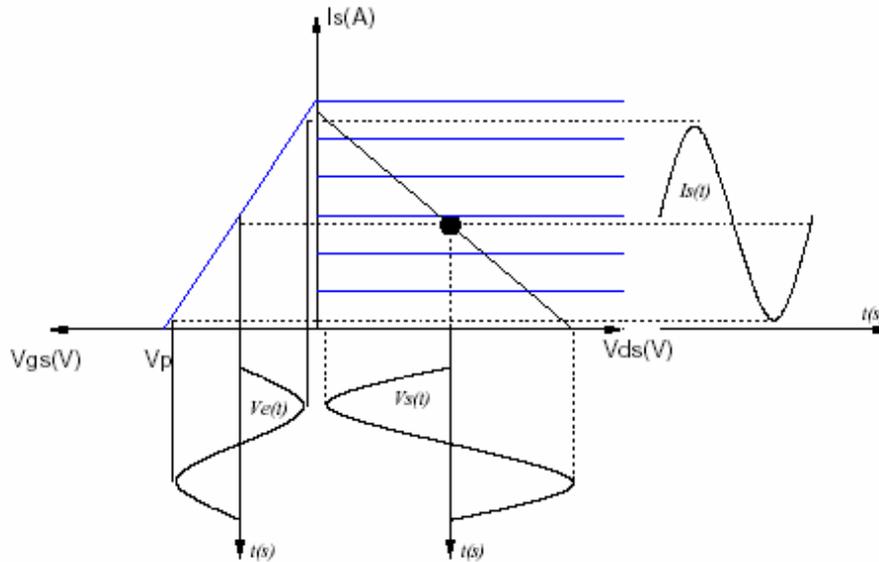


Figure II-12 : Classe A

L'angle d'ouverture pour la classe AB est compris entre π et $\pi/2$ ($\pi/2 < \varphi < \pi$) (Figure II-13). Un fonctionnement en classe AB permet d'améliorer le rendement d'environ 10 points par rapport au fonctionnement en classe A. Les conditions d'obtention du rendement maximum sont obtenues pour une puissance d'entrée faible et un gain élevé. Elles sont proches par conséquent des conditions d'adaptation bas niveau du composant.

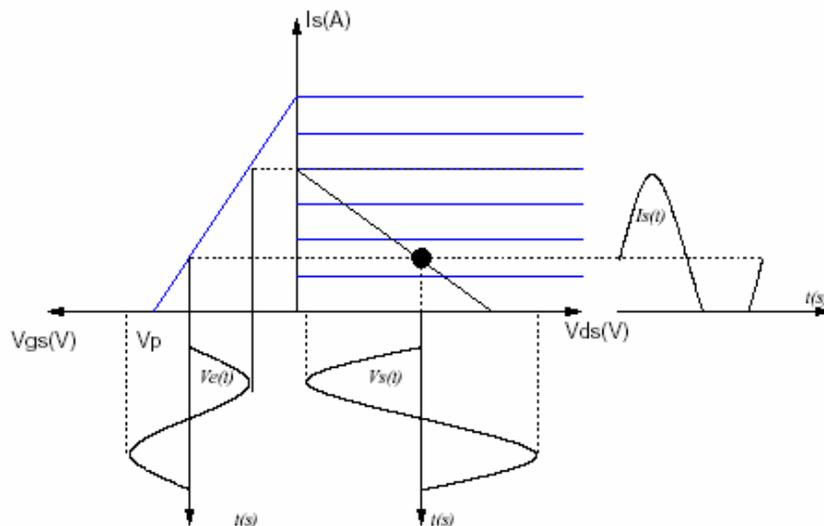


Figure II-13 : Classe AB

Pour la classe B, l'angle d'ouverture est égal à $\pi/2$ ($\varphi = \pi/2$) (Figure II-14). La classe B permet un compromis très intéressant entre les diverses performances : rendement, puissance

et gain, d'autant plus que cette classe de fonctionnement est relativement simple à mettre en œuvre.

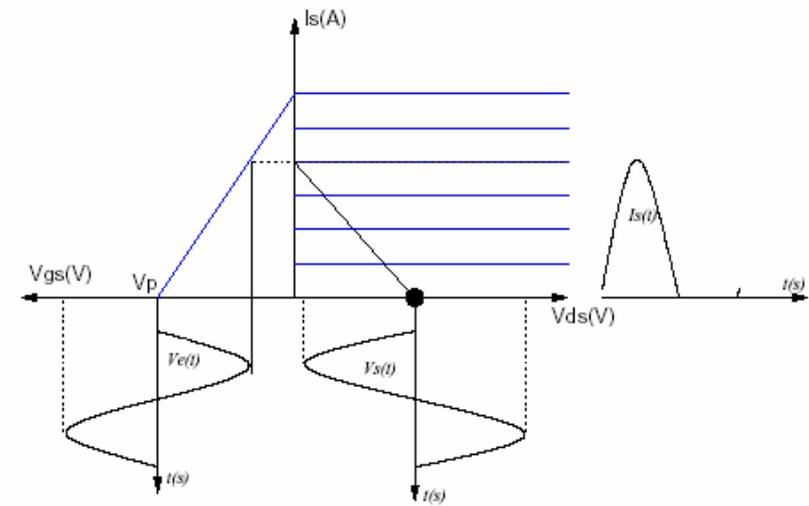


Figure II-14 : Classe B

Enfin, pour la classe C, l'angle d'ouverture est inférieur à $\pi/2$ ($\varphi < \pi/2$) (Figure II-15). Dans un fonctionnement en classe C, la forme impulsionnelle du courant de sortie permet de maximiser le rendement de collecteur ou de drain du transistor. Malheureusement, la chute du gain en puissance est très significative par rapport aux fonctionnements en classe AB ou B. Ceci nuit fortement aux performances en rendement en puissance ajoutée qui sera plus faible qu'en classe B.

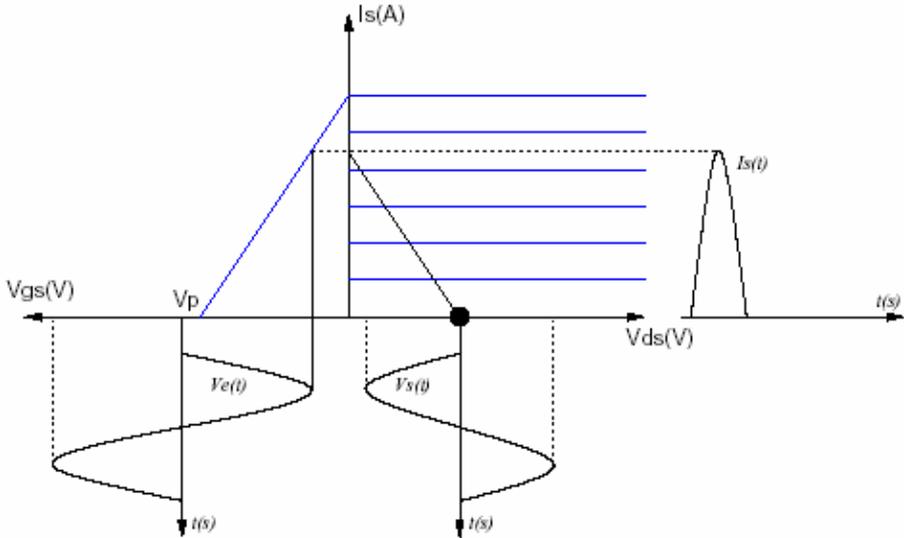


Figure II-15 : Classe C

ii Les classes D et E

Ces classes de fonctionnement sont des classes pour lesquelles le signal d'excitation est de type carré et non sinusoïdal [86][87]. Les transistors sont utilisés en commutation, comme des interrupteurs, c'est-à-dire qu'ils passent d'un état bloqué à un état passant. Ces amplificateurs présentent un rendement théorique de 100%, lorsqu'il n'y a pas de recouvrement entre tension et courant en sortie, puisque il n'y a alors pas de puissance dissipée dans le transistor. En réalité, il y a recouvrement entre le courant et la tension, dès lors que les temps de montée et de descente pour passer de l'état bloqué à l'état passant ne sont pas nuls.

L'inconvénient majeur de ces classes est qu'elles nécessitent la formation préalable d'une tension d'entrée par un étage préamplificateur, ce qui d'une part augmente la complexité du circuit à concevoir, et d'autre part donne un faible rendement en puissance ajoutée lorsque l'on monte en fréquence (à partir de quelques GHz).

iii Les classes F, G et FG

Pour toutes les classes de fonctionnement énumérées ci-dessus, il est supposé que les composantes harmoniques sont court-circuitées en sortie. Or il peut être intéressant d'utiliser ces composantes harmoniques afin de modifier la forme de la tension et du courant de sortie.

Pour un fonctionnement en classe F [88], le courant de sortie est de forme impulsionnel, et la tension de sortie est quasi-carrée (Figure II-16). L'obtention d'une tension de sortie carrée passe par la présence de la troisième composante harmonique sur la tension.

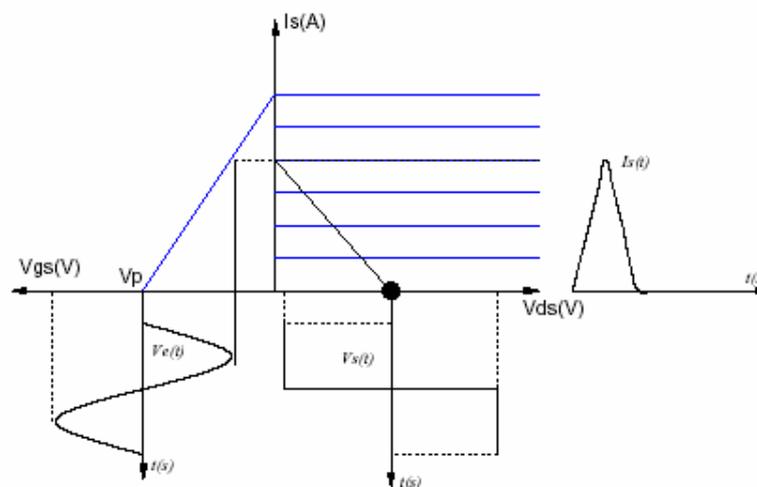


Figure II-16 : Classe F

La classe F apparaît très intéressante car elle conduit à des performances élevées sans préformation de la tension d'entrée du transistor. Le gain par rapport à un signal de sortie sinusoïdal est de l'ordre de 15%.

La classe G [89], ou classe F inverse, consiste à obtenir une tension de sortie de forme impulsionnelle, en utilisant la seconde fréquence harmonique, et un courant de sortie de forme quasi-carrée. Les performances obtenues sont quasiment identiques à celles de la classe F, mais cette classe s'avère très intéressante pour des applications à faible tension de polarisation.

Enfin, la classe FG [90], ou classe à manipulation d'harmoniques, consiste à utiliser les composantes harmoniques 2 et 3 simultanément. Cette manipulation des harmoniques se fait en sortie du transistor, mais peut également être envisagée en entrée. A condition d'avoir des relations de phase appropriées entre les composantes harmoniques, cette classe permet d'atteindre des performances très intéressantes, même si sa mise en pratique est à priori plus complexe.

2.c. Choix de la topologie

Les choix initiaux de toute conception d'un amplificateur de puissance vont résulter d'un compromis à trouver entre les différentes spécifications : gain, puissance, adaptation, fréquence, ... Pour arriver à ce compromis, différents choix doivent être fait, sur la classe de fonctionnement de l'amplificateur comme l'on vient de le voir, mais également sur le développement de grille de sortie total, le nombre de doigts de grille par transistor, et sur la topologie de l'amplificateur.

i Détermination du développement de grille par étage

A partir des spécifications de l'amplificateur, il est possible de faire une évaluation globale de la faisabilité de l'amplificateur. La démarche est schématisée sur la Figure II-17, en partant de la puissance de sortie désirée P_{sortie} .

Le circuit d'adaptation de sortie, bien que généralement constitué d'éléments purement réactifs, comporte en fait des pertes, que l'on essaie de garder inférieures à 1 dB. On estime donc la puissance nécessaire à la sortie du deuxième transistor :

$$P_{\text{sortie2}} = P_{\text{sortie}} - \text{Pertes_Adaptation_Sortie}$$

Connaissant la densité de puissance (D_p en mW/mm) pour une technologie donnée, on peut déterminer le développement de grille nécessaire pour ce deuxième transistor :

$$W_{g2} = \frac{P_{\text{sortie2}}}{D_p}$$

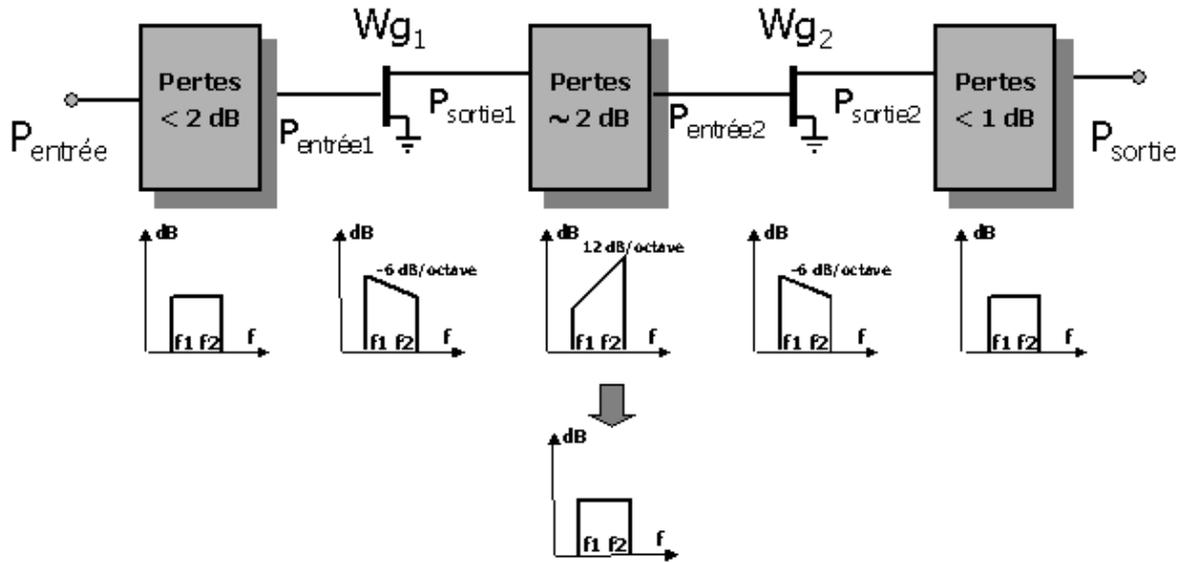


Figure II-17 : Représentation globale d'un amplificateur de puissance à deux étages

Le circuit inter étage a pour fonction d'adapter l'entrée du deuxième transistor et la sortie du premier transistor. Ce circuit inter étage doit également introduire une pente positive de 12 dB par octave afin de compenser le comportement en fréquence des transistors et de garder un gain plat sur la bande. Bien que ce circuit soit là encore composé d'éléments purement réactifs, du fait de sa complexité accrue, il engendre des pertes supérieures à 2 dB. On en déduit la puissance nécessaire à la sortie du premier transistor :

$$P_{\text{sortie1}} = P_{\text{entrée2}} - \text{Pertes_Adaptation_InterEtage},$$

et par conséquent, le développement de grille nécessaire pour le premier transistor, en prenant en compte le recul en puissance (« *back-off* ») souhaité :

$$W_{g1} = \frac{P_{\text{sortie1}} + \text{back - off}}{D_p}$$

Enfin, on peut estimer à leur tour les pertes du circuit d'adaptation d'entrée, comprises entre 1 et 2 dB, ce qui permet de connaître la puissance à l'entrée de l'amplificateur.

Cette première analyse globale permet d'estimer la faisabilité de l'amplificateur de puissance, et de savoir si il est susceptible de répondre aux spécifications.

D'une manière générale, un amplificateur de puissance se caractérise par une augmentation du développement de grille des transistors, d'un étage à l'autre, afin d'obtenir la puissance de sortie spécifiée. Or cette augmentation du développement de grille d'un transistor se traduit par la diminution de la partie réelle de son impédance d'entrée, rendant son adaptation en puissance très difficile, voir impossible. Il est alors nécessaire d'opter pour une structure d'amplificateur mieux adaptée.

ii Structures d'amplificateurs de puissance bande étroite

La structure la plus couramment utilisée est une structure dite arborescente (Figure II-18). A la sortie du premier étage, la puissance est divisée en deux, et répartie sur deux branches distinctes, et il en va de même pour chaque étage supplémentaire. Ensuite, en sortie du circuit, les puissances des différentes branches sont recombinaées à l'aide d'un combineur de puissance.

Cette structure d'amplificateur de puissance présente plusieurs avantages : elle permet d'utiliser des transistors de développement de grille moins important, ce qui permet d'obtenir un meilleur gain, et une meilleure dissipation thermique. De plus, ces transistors présentent une partie réelle de leur impédance d'entrée plus grande, ce qui facilite l'adaptation inter étage et permet de diminuer les pertes induites par ces circuits d'adaptation. Enfin, les pertes dues au combineur de puissance de sortie sont identiques à celles des réseaux d'adaptation classiques.

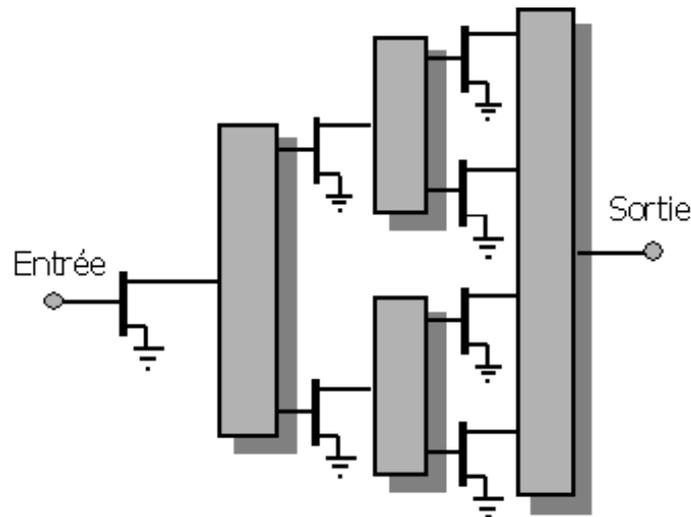


Figure II-18 : Amplificateur à structure arborescente

Cependant, cette structure présente quelques limitations : tout d'abord par le fait que les circuits d'adaptation sont plus complexes d'une part, et d'autre part parce que cette structure est propice à l'apparition d'oscillations paramétriques de mode impair entre deux branches.

Une autre structure d'amplificateur de puissance possible, est une structure dite équilibrée. Comme le montre la Figure II-19, cette structure utilise un coupleur introduisant un déphasage de 90° entre chacune de ses voies en entrée, et de même en sortie.

Cette structure équilibrée permet d'effectuer séparément les adaptations de chacune des voies. De plus, étant donné que les réflexions dans chacune des voies se recombinent en opposition de phase, et donc s'annulent, cette structure permet de très bonnes adaptations d'entrée et de sortie (amélioration des paramètres S_{11} et S_{22}). On a donc à la fois une adaptation entrée/sortie qui peut être très bonne sur une bande de fréquence large, et une très bonne isolation de l'amplificateur vis-à-vis de son environnement (fils de bonding, ...).

En contrepartie, la difficulté pour cette structure d'amplificateur réside dans la taille et la réalisation des coupleurs introduisant le déphasage de 90° , qui sont généralement des coupleurs de Lange en haute fréquence.

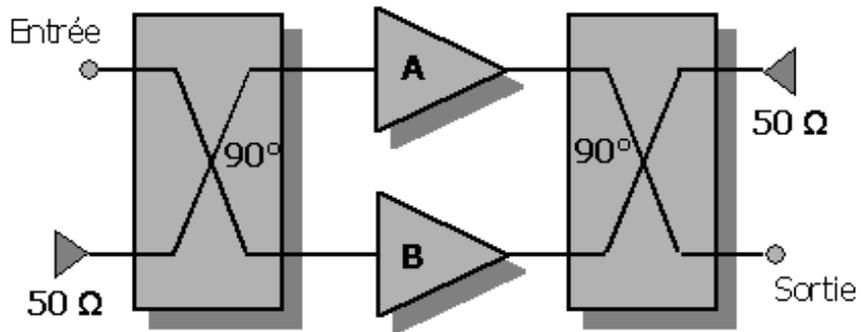


Figure II-19 : Amplificateur à structure équilibrée

B.3. Conception de l'amplificateur

L'étape de pré-dimensionnement de l'amplificateur permet d'estimer à la fois la faisabilité de l'amplificateur, et les performances atteintes pour une topologie donnée. A partir des choix réalisés lors de cette étape sur la technologie et sur la topologie de l'amplificateur, le concepteur peut commencer la conception en elle-même. Cette conception se fait en suivant un processus, qui comme on va le voir pour les amplificateurs de puissance bande-étroite, peut être décomposé en plusieurs étapes successives d'une démarche relativement standard.

3.a. Le déroulement

La démarche globale de conception d'un amplificateur de puissance bande-étroite peut en effet être décomposée en plusieurs étapes successives, en partant du schématique générique de l'amplificateur représenté Figure II-20.

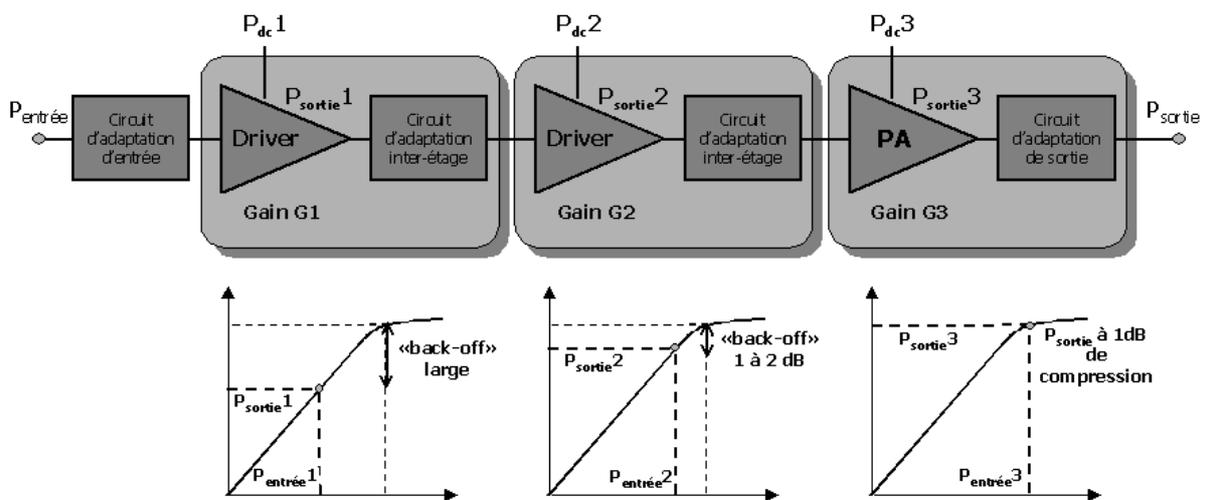


Figure II-20 : Schématique générique d'un amplificateur de puissance

La conception de l'amplificateur commence par l'optimisation de l'étage de puissance de l'amplificateur, à savoir l'étage de sortie. Comme pour les autres étages, la première opération à effectuer est de déterminer les conditions optimales de fonctionnement du (des) transistor(s) de l'étage, à savoir principalement définir son point de polarisation et les impédances optimales à lui présenter, afin qu'il fonctionne dans des conditions permettant d'atteindre les spécifications.

L'étape suivante consiste à synthétiser le circuit d'adaptation de sortie de l'étage qui va permettre de présenter au(x) transistor(s) les impédances de charge optimales que l'on vient de déterminer. Conjointement, ou dans le prolongement, on synthétise le circuit de polarisation. Enfin, on simule les performances globales de cet étage et une fois qu'elles répondent aux attentes, on s'attache au premier étage driver.

La conception de l'étage driver suit la même démarche que pour l'étage de puissance, à savoir de déterminer les conditions de fonctionnement optimales du transistor, la synthèse des circuits d'adaptation et de polarisation, et la simulation des performances globales de l'étage, avec cependant deux particularités. La première particularité concerne le circuit d'adaptation de sortie du driver, qui doit également réaliser l'adaptation d'entrée de l'étage de puissance. La deuxième particularité est relative à la notion de « back-off » pour les étages driver, c'est-à-dire que l'on prend en général un certain recul en puissance par rapport au point à 1dB de compression, afin de s'assurer une certaine marge de sécurité, utile dans le cas où il est nécessaire que l'étage driver fournisse plus de puissance.

Finalement, une fois que les différents étages de l'amplificateur sont réalisés, on simule les performances globales de l'amplificateur en puissance, ainsi qu'un certain nombre d'analyses complémentaires, telles que l'analyse de la stabilité, des études de linéarité, ou encore des analyses statistiques. Il est cependant à noter que pour que ces études soient efficaces, et notamment l'analyse de stabilité de l'amplificateur, elles ne doivent pas être conçues comme des analyses finales, mais doivent être implémentées et suivies tout au long de la conception, afin de corriger un problème au plus tôt sans reprendre tout le processus de conception.

3.b. La détermination des conditions optimales de fonctionnement des transistors

Cette étape qui doit permettre de déterminer les conditions optimales de fonctionnement des transistors utilisés, est sans doute l'étape clé de toute conception d'amplificateur de puissance. En effet, c'est à partir de cette étape, et de la connaissance des conditions permettant d'obtenir les meilleures performances des transistors utilisés, que vont découler les performances finales de l'amplificateur.

A partir du transistor qu'il a sélectionné, le concepteur suit le processus générique indiqué Figure II-21 afin d'avoir cette connaissance des conditions optimales de fonctionnement de ce transistor. Bien sûr, le déroulement de ce processus dépend fortement des données sur le transistor dont le concepteur dispose et du type de spécifications recherchées. Le concepteur peut ne disposer que de données fondeurs, auquel cas l'étude restera à but prospectif ; il peut également disposer de données expérimentales, à partir de mesures qui ont été réalisées sur le composant, mesures petit signal ou fort signal ; enfin, le concepteur peut disposer d'un modèle électrique du composant, modèle qui peut être linéaire ou non-linéaire. L'idéal pour le concepteur est bien évidemment de disposer de toutes ces informations, ce qui lui permet d'effectuer ses simulations linéaires et non-linéaires tout en confrontant ses résultats à des données expérimentales.

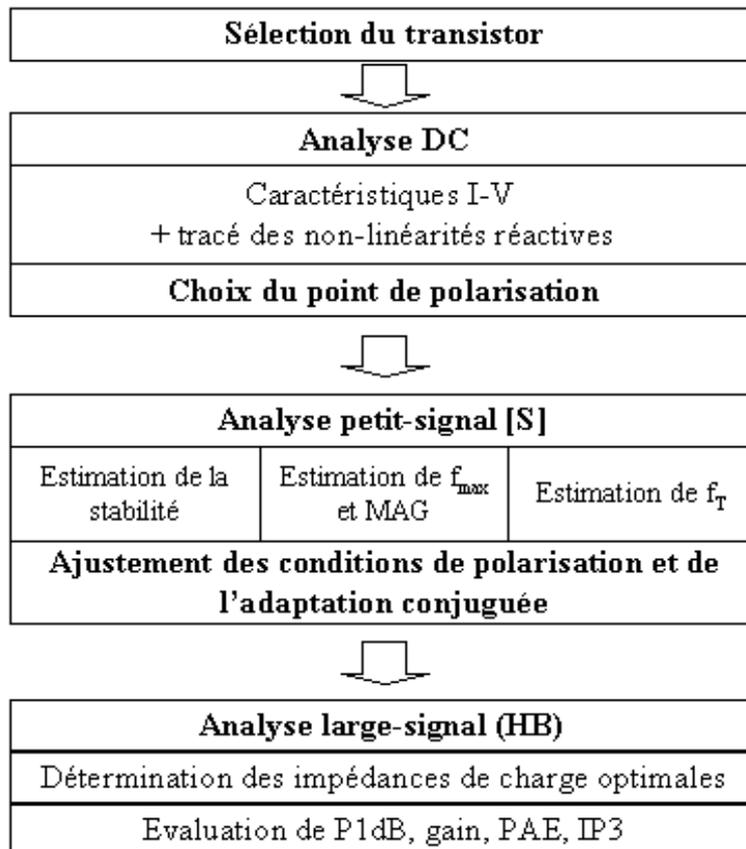


Figure II-21 : Processus de détermination des conditions optimales de fonctionnement d'un transistor

i Caractéristiques statiques [91][92]

Le tracé des réseaux de caractéristiques statiques du transistor (analyse DC) est la première étape indispensable à la détermination des conditions optimales de fonctionnement du transistor. Ce tracé permet d'évaluer rapidement les potentialités du composant mais aussi ses limites physiques. Le concepteur peut ainsi déterminer les différentes zones de fonctionnement du transistor et les paramètres qui y sont associés tels que le courant maximal de saturation, la tension de pincement, la tension de coude, ou encore la tension d'avalanche. C'est à partir de ce tracé que le concepteur choisit le point de polarisation du transistor, qui va définir la classe de fonctionnement de l'amplificateur, et qu'il connaît les excursions maximums en tension et courant qu'il va pouvoir appliquer au transistor.

ii Analyse petit-signal [S]

L'analyse petit signal des paramètres [S] du transistor, effectuée autour du point de polarisation choisi, permet de connaître le comportement en régime bas niveau du transistor. Le concepteur peut en déduire un certain nombre d'informations, telles que la fréquence maximum d'oscillation du transistor et le gain maximum disponible, sa fréquence de transition, ou encore ses conditions d'adaptation bas niveau. Cette dernière information, qui consiste à adapter le transistor à l'aide des conjugués de ses impédances d'entrée et de sortie bas niveau, nous donne une estimation du gain bas niveau du transistor. Le point de polarisation choisi pour le transistor peut être réajusté durant cette analyse afin d'obtenir un gain bas niveau qui corresponde aux estimations faites pour le nombre d'étages de l'amplificateur.

De plus, l'analyse des paramètres [S] du transistor renseigne sur les conditions de stabilité linéaire de celui-ci vis-à-vis de ses impédances de fermeture, par l'analyse du facteur de Rollet ou du facteur μ . Nous reviendrons sur l'analyse de stabilité dans le §4.a, notons cependant que c'est à ce stade de l'étude, que si la stabilité linéaire inconditionnelle du transistor vis-à-vis de ses impédances de fermeture n'est pas assurée, on trace les cercles de stabilité afin de connaître les impédances qui peuvent déclencher des oscillations destructives.

iii Détermination des impédances de charge optimales

Une fois l'étude statique et l'analyse en petit signal du transistor réalisées, il convient de déterminer les impédances de charge à présenter au transistor afin de le faire fonctionner de manière optimale en régime fort signal. La détermination de ces impédances va dépendre des spécifications de l'amplificateur, et donc des objectifs sur les performances que l'on se fixe pour le transistor, à savoir si la priorité est mise sur la puissance de sortie, le rendement, ou encore le gain en puissance. Cependant, si les résultats vont différer quelque peu en fonction des objectifs, les méthodes de détermination de ces impédances restent identiques.

La première méthode consiste à exploiter les résultats de mesures effectuées sur le transistor. La technique expérimentale utilisée, dite méthode « Load-Pull »[93][94], revient à présenter en sortie du transistor différentes impédances de charge, synthétisées soit à partir d'un tuner, on parle alors de « Load-Pull » passif, soit à partir de boucles actives, on parle alors de « Load-Pull » actif. Le balayage des impédances sur l'abaque de Smith permet de tracer des cercles à contour constant en puissance de sortie, rendement ou gain, et ainsi de trouver

expérimentalement les impédances optimales à présenter au transistor. Ces mesures « Load-Pull » sont cependant relativement lourdes dans leur mise en œuvre, et ce d'autant plus si l'on veut optimiser les impédances présentées aux fréquences harmoniques.

En simulation, deux méthodes peuvent être utilisées, qui s'apparentent aux mesures « Load-Pull ». Ces deux méthodes nécessitent néanmoins d'avoir à disposition un modèle non-linéaire du transistor.

- La technique des générateurs de substitution [95][96]

La technique des générateurs de substitution repose sur la mise en œuvre de la méthode des variables aux accès. A partir de l'étude analytique des formes d'ondes optimales en tension et courant aux accès du transistor [97], on utilise des générateurs de tensions indépendants, dits de substitution, pour imposer ces formes d'onde au transistor. Cette méthode évite de rechercher à l'aveugle les impédances optimales aux différentes fréquences harmoniques et permet de converger rapidement vers l'optimum recherché en puissance ou rendement. Cette technique s'apparente fortement à la technique expérimentale de « Load-Pull » actif.

A partir de la connaissance des caractéristiques statiques du transistor, et des valeurs initiales pour les composantes harmoniques données par l'étude analytique des formes d'onde optimales, l'ajustement en module et en phase des générateurs est réalisée à partir d'un critère graphique, autrement dit à partir de la visualisation du cycle de charge intrinsèque de la source de courant non linéaire. Ceci nécessite de disposer d'un modèle « éclaté » du transistor, pour lequel on peut visualiser les tension et courant aux accès de la source de courant non linéaire.

Lorsque l'optimisation des générateurs est terminée, c'est-à-dire que le cycle de charge intrinsèque correspond aux attentes du concepteur, les impédances optimales équivalentes à présenter au transistor sont obtenues grâce à des sondes de courant et de tension placées en entrée et en sortie du transistor.

Il convient alors de vérifier la condition de passivité de ces impédances, qui doivent correspondre à des charges passives aux accès. On vérifie pour cela que la partie réelle de ces impédances équivalentes est positive à toutes les fréquences harmoniques.

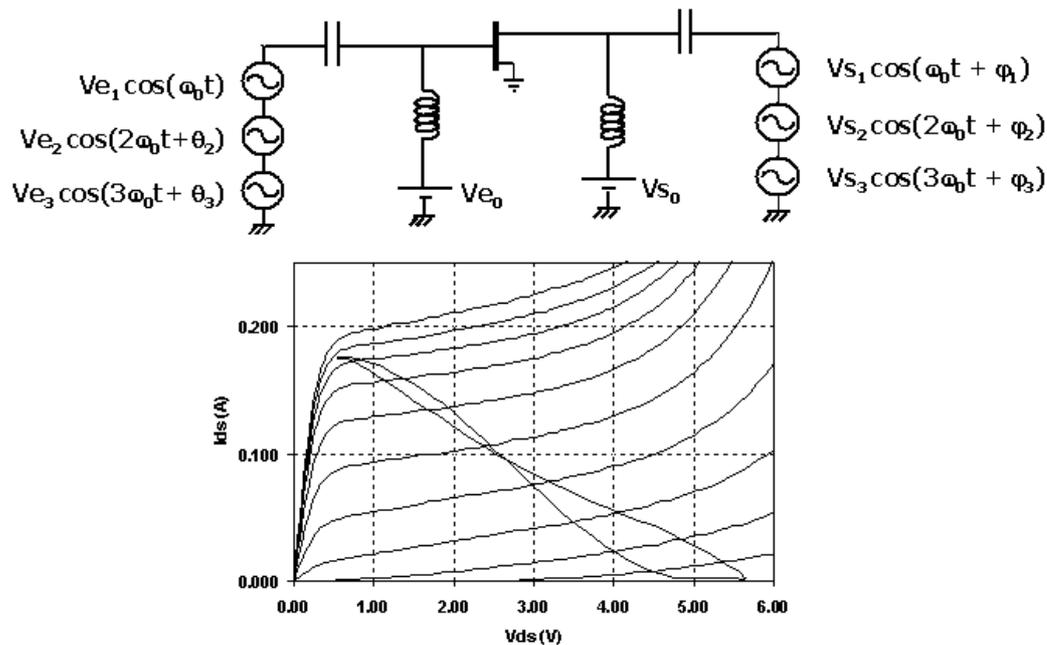


Figure II-22 : Schéma de principe de la technique des générateurs de substitution

- Technique de simulation « Load-Pull »

La méthode de simulation « Load-Pull » revient à réaliser dans un environnement CAO, ce que l'on peut mettre en pratique de manière expérimentale, avec la facilité d'implémentation en plus. Pour une simulation « Load-Pull » au fondamental, on va balayer avec l'impédance de charge l'ensemble de l'abaque de Smith, pour un niveau de puissance d'entrée proche du point à 1 dB de compression pour les optimums. Pour chaque valeur de l'impédance de charge les performances en puissance sont relevées, et ensuite sont tracés des cercles à contour constant en puissance de sortie, rendement et gain en puissance. Il est alors très facile et rapide de connaître l'impédance de charge optimale au fondamental, en fonction de la performance que l'on souhaite privilégier.

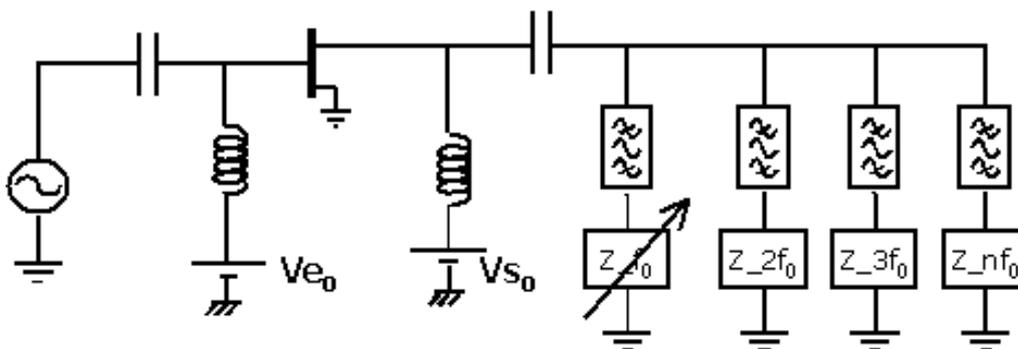


Figure II-23 : Simulation Load-Pull multi-harmoniques

Lors d'une simulation « Load-Pull » à la fréquence fondamentale, on peut contrôler aisément les impédances aux autres fréquences harmoniques (court-circuit, circuit ouvert ou tout autre impédance), ce qui permet de prévoir l'influence de ces fréquences harmoniques sur les performances du transistor. On peut également, en ayant fixé l'impédance au fondamental, utiliser la même technique (balayage de l'abaque de Smith) pour optimiser l'impédance de charge à une autre fréquence harmonique ($2f_0$ ou $3f_0$).

Cette technique de simulation « Load-Pull », qui repose sur un grand nombre de simulations non linéaires, profite aujourd'hui de l'amélioration très rapide à la fois des simulateurs non linéaires ainsi que des moyens informatiques.

- Comparaison des deux techniques de simulation

La méthode des générateurs de substitution requière dans la pratique une certaine expertise du concepteur, à la fois pour l'initialisation des paramètres des générateurs, et également pour l'optimisation de ceux-ci à partir d'un critère graphique. De plus, cette technique nécessite comme on l'a déjà dit de disposer d'un modèle non linéaire « éclaté » du transistor. Au contraire, la méthode de simulation « Load-Pull », bien qu'un peu plus difficile à implémenter la première fois, s'avère très facile d'utilisation, même pour un concepteur débutant. En outre celle-ci peut-être appliquée quelque soit le modèle non linéaire du transistor.

La simulation « Load_Pull » semble donc être privilégiée par les concepteurs pour la détermination des impédances optimales de charge. Cependant, la technique des générateurs de substitution reste très intéressante pour quelques cas particuliers, notamment lorsque la simulation « Load-Pull » rencontre des problèmes de convergence. En outre, pour des classes de fonctionnement utilisant plusieurs composantes harmoniques (classes F, G, FG..), cette technique reste beaucoup plus fine et plus efficace.

iv Analyse des performances en puissance

Lorsque toutes les conditions de fonctionnement du transistor ont été établies (point de polarisation, impédances de source et de charge), le concepteur s'assure des performances en puissance du transistor dans ces conditions. Pour cela, une analyse en « équilibrage harmonique » monoprotectrice sert à évaluer le comportement en puissance du transistor dans ces conditions, et notamment à définir ses performances à 1 dB de compression. De plus, si

les spécifications de l'amplificateur comportent des contraintes en terme de linéarité, des analyses bi-porteuses, voir multi-porteuses, peuvent être effectuées.

3.c. Les réseaux d'adaptation et de polarisation

A partir du moment où le concepteur connaît les conditions optimales de fonctionnement des transistors qu'il va utiliser pour son amplificateur de puissance, il lui convient de concevoir les circuits qui vont permettre d'obtenir ces conditions lors de la réalisation de l'amplificateur. Il s'agit là de concevoir les réseaux d'adaptation, que l'on différenciera suivant que l'on soit en sortie, entre deux étages, ou en entrée de l'amplificateur, les réseaux de polarisation, et éventuellement les combineurs et distributeurs de puissance.

i Les circuits d'adaptation[98][99]

Les réseaux d'adaptation prennent généralement la forme de filtres passe-bas ou passe-bande, et permettent donc d'effectuer une sélection en fréquence. Cependant, leur rôle premier est bien de réaliser l'adaptation d'impédance, afin d'assurer un transfert maximum d'énergie entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur. En réalité, on parle d'adaptation d'impédance sur l'entrée de l'amplificateur, mais pour le circuit inter-étage et le circuit de sortie, on parlera plus facilement de transformation d'impédance, transformation qui va dépendre essentiellement de la puissance requise.

- Adaptation d'entrée

Le circuit d'adaptation d'entrée a pour rôle d'adapter l'entrée du (ou des) transistors du premier étage sur l'impédance interne du générateur, ou sur un standard d'impédance pour la connexion avec un autre circuit (généralement 50 Ω). Il doit permettre d'obtenir un bon coefficient de réflexion fort signal mais aussi petit signal ($<-10\text{dB}$) tout en présentant un minimum de pertes d'insertion.

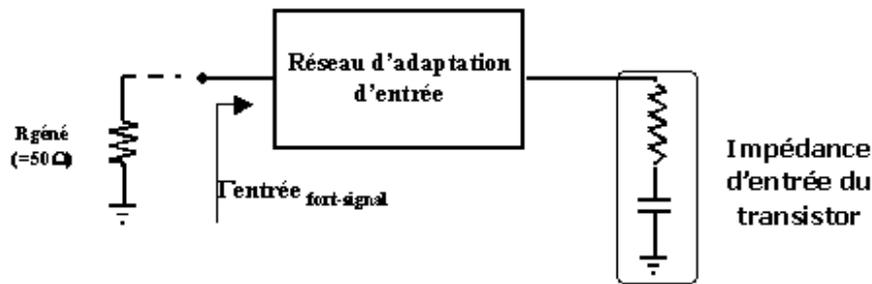


Figure II-24 : Rôle du circuit d'adaptation d'entrée

- Adaptation inter-étage

Le circuit d'adaptation inter-étage a pour rôle de transférer le maximum d'énergie d'un étage amplificateur à l'autre. La réalisation de ce circuit est plus complexe, car il s'agit d'effectuer une transformation d'impédance entre deux impédances complexes, et souvent très différentes l'une de l'autre. En effet, l'impédance optimale de sortie d'un étage est généralement très éloignée de l'impédance optimale d'entrée de l'étage suivant. De plus, ce circuit d'adaptation inter-étage est utilisé pour compenser la pente de gain des transistors, et doit donc introduire une pente positive (en théorie de 12dB/ octave pour deux étages) au coefficient de transfert.

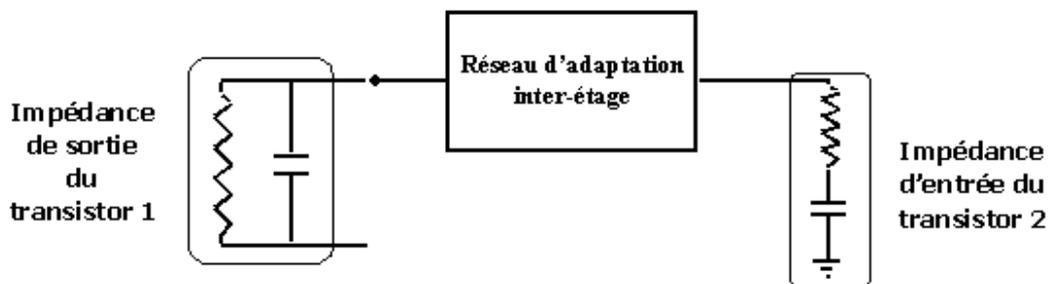


Figure II-25 : Rôle du circuit d'adaptation inter-étage

Du fait de la complexité de ce type de circuit, d'autant plus lorsque l'on veut travailler sur une bande de fréquence large, celui-ci entraîne des pertes qui dépendent de la technologie des passifs utilisés, du rapport de transformation d'impédances et de la fréquence.

- Adaptation de sortie

Le circuit d'adaptation de sortie doit permettre de présenter au transistor son impédance de charge fort signal optimale, c'est-à-dire réaliser la transformation d'impédance de cette

impédance optimale à partir de l'impédance de charge de l'amplificateur (classiquement 50Ω). De plus, ce circuit doit présenter le minimum de pertes, ces pertes étant cruciales en sortie de l'amplificateur pour les performances en rendement et en puissance.



Figure II-26 : Rôle du circuit d'adaptation de sortie

- Topologies de circuits d'adaptation à éléments réactifs

Pour des applications bande étroite, les circuits d'adaptation sont en général constitués d'éléments purement réactifs, afin de minimiser le plus possible les pertes induites. Le nombre de ces éléments réactifs dépend des besoins en terme de transformation d'impédance, et surtout en terme de largeur de bande. En effet, augmenter le nombre d'éléments réactifs permet d'élargir la bande passante du circuit d'adaptation. Cependant, les réseaux constitués de plus de quatre éléments réactifs sont rares, les améliorations apportées par des éléments réactifs supplémentaires étant faible.

Les réseaux les plus simples sont constitués de deux éléments, et sont appelés cellules en L. La Figure II-27 montre les différentes possibilités de combinaison pour ces cellules en L, et résume les opérations que l'on peut effectuer avec ces réseaux sur l'abaque de Smith.

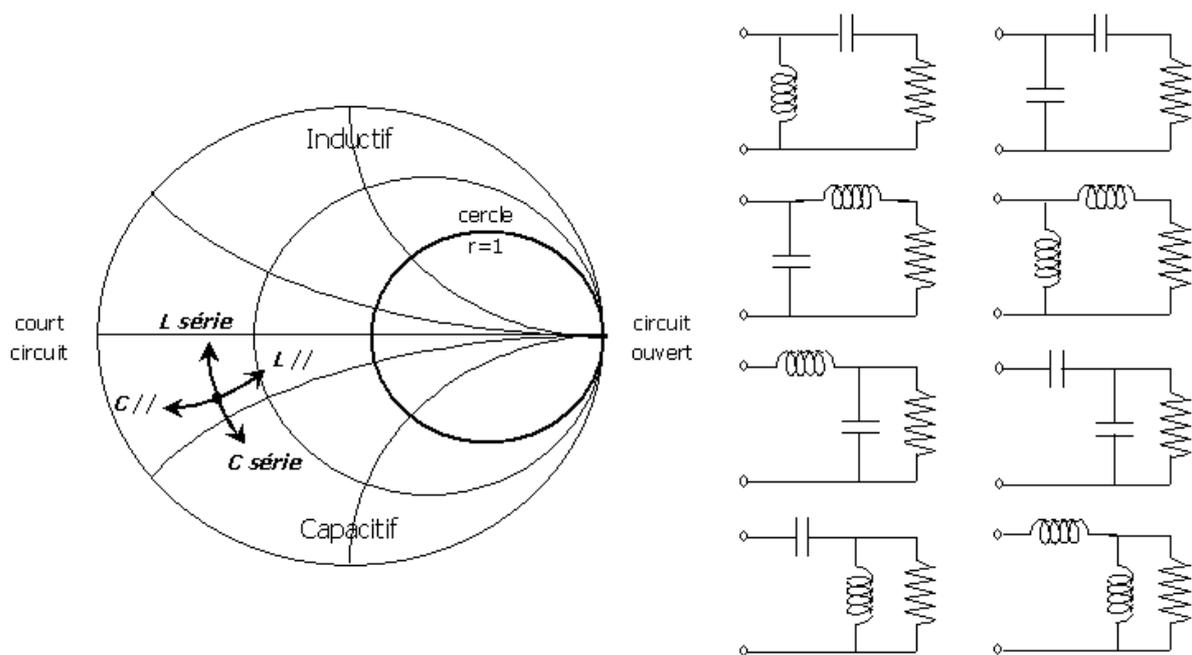


Figure II-27 : Circuits d'adaptation en L, à deux éléments réactifs

L'ajout d'un troisième élément réactif permet de former des cellules en T ou en Π , et permet d'ajuster la sélectivité en fréquence du circuit. Des exemples de ces réseaux d'adaptation à trois éléments réactifs sont représentés Figure II-28. Pour une transformation d'impédance donnée, à une fréquence donnée, on choisit le circuit qui conduit aux valeurs de composant les plus facilement réalisables, et présentant les pertes les plus faibles pour une technologie donnée.

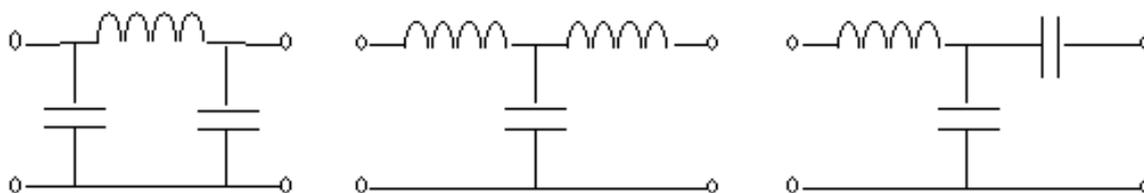


Figure II-28 : Circuits d'adaptation constitués de trois éléments réactifs

Les cellules en T ou en Π peuvent être vues comme la mise en cascade de deux cellules en L, dont les éléments au centre sont de même nature et peuvent être combinés en un seul composant. Ces réseaux d'adaptation restent cependant relativement bande étroite. Pour une adaptation sur une bande plus large, on utilise des réseaux à quatre éléments réactifs, comme ceux de la Figure II-29.

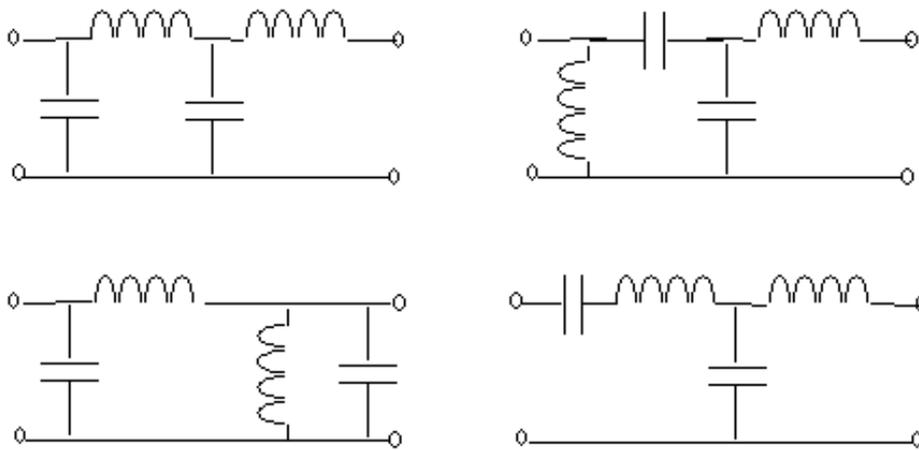


Figure II-29 : Circuits d'adaptation constitués de quatre éléments réactifs

- Topologies de circuits d'adaptation à lignes de transmission

A partir de fréquences suffisamment hautes, pour lesquelles des lignes de longueur $\lambda/4$ peuvent être réalisées concrètement, la transformation d'impédance peut être effectuée à partir de lignes de transmission. On utilise alors des « stubs » quart d'onde ou demi-onde, en circuit ouvert ou en court-circuit, à la place des éléments réactifs (Figure II-30).

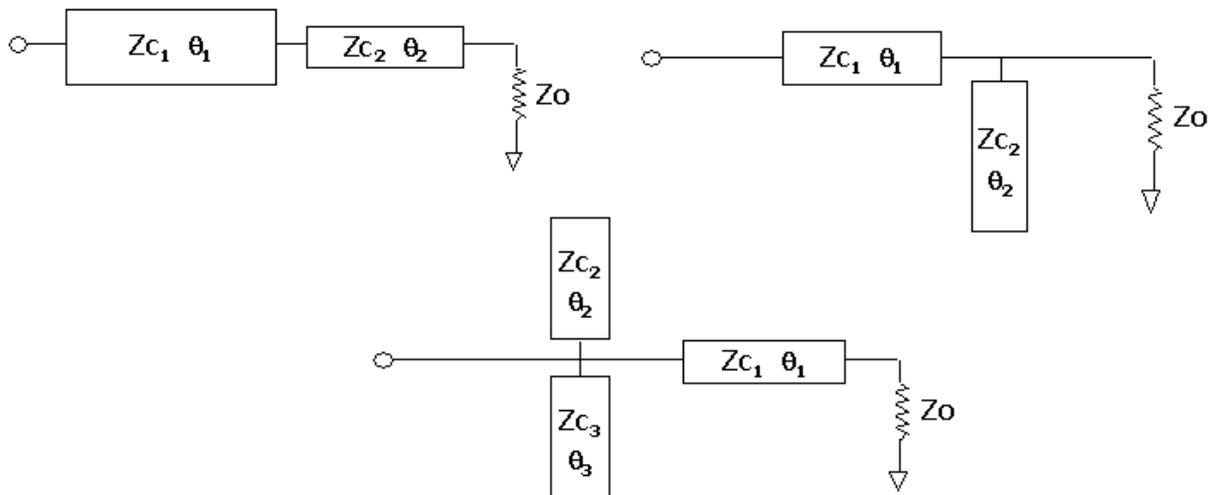


Figure II-30 : Circuits d'adaptation à partir de lignes de transmission

ii Les circuits de polarisation

Les circuits de polarisation servent à assurer la polarisation continue des transistors de chaque étage amplificateur, sans pour autant perturber le fonctionnement de l'amplificateur. Afin de ne pas perturber le fonctionnement de l'amplificateur, et notamment les circuits d'adaptation, le circuit de polarisation doit présenter dans la bande de fonctionnement de l'amplificateur

une impédance la plus élevée possible. Dans le cas de fréquences plus basses pour lesquelles un stub $\lambda/4$ n'est pas réalisable, le circuit de polarisation sera très souvent utilisé pour réaliser par une ligne la self d'adaptation de la capacité de sortie des transistors. Il est de plus important que le circuit de polarisation assure un découplage optimum des effets basse fréquence des alimentations, qui sont souvent à l'origine d'oscillations venant parasiter le signal de transmission hyperfréquence.

La Figure II-31 présente un circuit de polarisation classique d'un transistor source commune, répondant à ces contraintes. Les inductances ou selfs de choc L_c ont pour rôle de présenter au signal hyperfréquence une impédance suffisamment élevée pour ne pas perturber celui-ci. Les capacités de découplages C_d sont là pour court-circuiter à la masse d'éventuelles oscillations, et peuvent être complétées par des réseaux RC de filtrage basse fréquence. Enfin, les capacités de liaison C_l ont pour but d'isoler l'entrée et la sortie du montage des composantes DC.

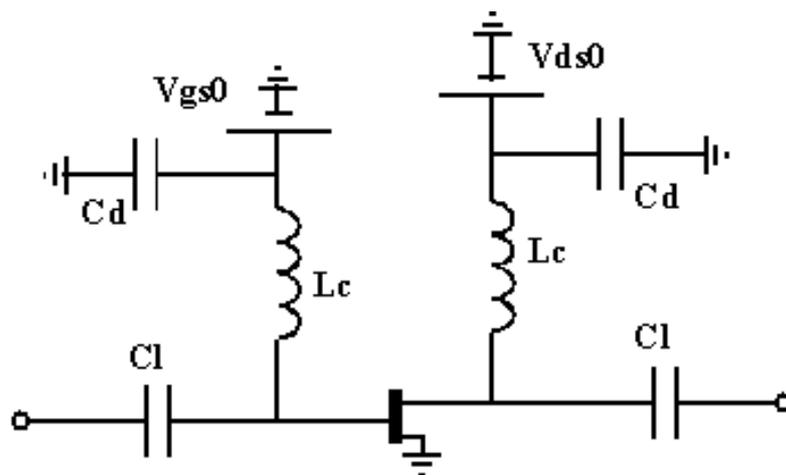


Figure II-31 : Circuit de polarisation d'un transistor à effet de champ

Il est à noter que pour polariser la grille des transistors à effet de champ, une résistance peut remplacer la self inductance. En effet, le courant de grille de ceux-ci étant très faible (voir nul), la chute de tension est négligeable. Pour les transistors bipolaires, une polarisation à partir d'un générateur de courant plutôt qu'à partir d'un générateur de tension peut être utilisé sur la base, voir une polarisation mixte tension-courant.

Les circuits de polarisation peuvent également être réalisés à partir de lignes de transmission ($\lambda/4$), comme le montre la Figure II-32, lorsque la fréquence de fonctionnement est

suffisamment élevée pour que les longueurs soient compatibles avec les dimensions du circuit. La taille du circuit de polarisation est en effet souvent un critère important pour le choix de la topologie. Ces dispositifs quart-d'onde sont généralement à bande étroite, et on peut leur préférer des lignes radiales (ou « stubs papillons ») à très haute fréquence (au-delà de 30 GHz).

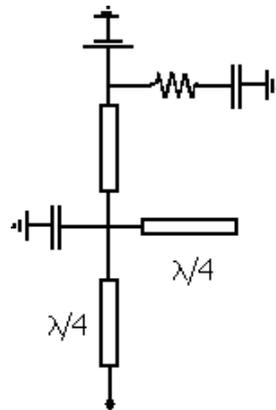


Figure II-32 : Circuit de polarisation à partir de lignes $\lambda/4$

iii Les combineurs/ distributeurs de puissance [100][101]

Dans les cas où un étage amplificateur est constitué de plusieurs transistors en parallèle, il est nécessaire de concevoir les combineur et distributeur de puissance. La Figure II-33 montre un exemple de combineur et distributeur de puissance permettant de faire fonctionner quatre transistors en parallèle.

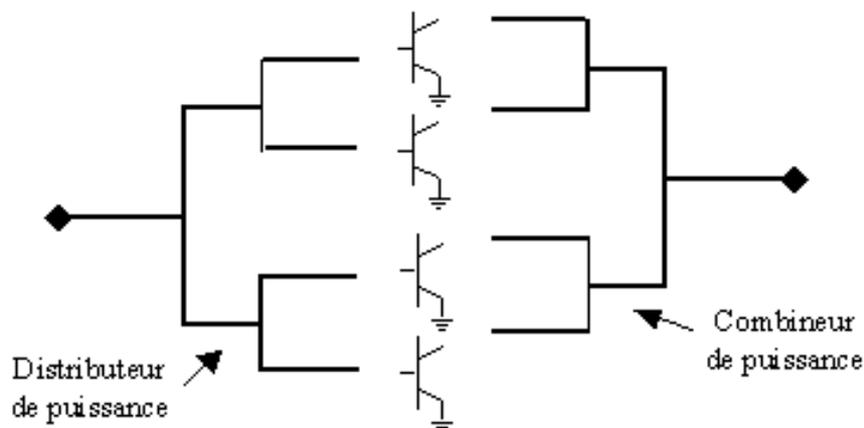


Figure II-33 : Combineur et distributeur de puissance

En théorie, l'impédance ($Z_{opt\text{étage}}$) à présenter à la sortie du combineur ou à l'entrée du distributeur correspond à l'impédance optimale que l'on souhaite pour un transistor

($Z_{opt_{transistor}}$), divisée par le nombre de transistor ($N_{transistor}$) de l'étage, soit pour la sortie d'un étage :

$$Z_{opt_{étage}} = \frac{Z_{opt_{transistor}}}{N_{transistor}}$$

Cette impédance $Z_{opt_{étage}}$ à transformer vers l'impédance de charge de l'étage (50Ω) peut se trouver alors très faible, et pratiquement, très difficile à obtenir à l'aide d'un circuit d'adaptation. En réalité, pour ce type d'architecture arborescente, le circuit d'adaptation est combiné au distributeur/ combineur de puissance, l'adaptation se réalisant le long du distributeur/ combineur de puissance.

On vient de présenter de manière indépendante les réseaux d'adaptation, de polarisation, ainsi que les distributeurs/ combineurs de l'amplificateur. Or en réalité dans le circuit final, ceux-ci vont être intimement liés. Et c'est là une difficulté supplémentaire pour le concepteur de concevoir simultanément les distributeur/ combineur de puissance avec les circuits d'adaptation, tout en prenant en compte l'influence des circuits de polarisation.

3.d. Vérification finale des performances de l'amplificateur

Cette étape permet de valider la conception de l'amplificateur, avant d'envoyer le circuit pour la phase de réalisation physique (« run »). Valider la conception revient à vérifier que les performances de l'amplificateur répondent aux spécifications initiales, tout en respectant les différentes contraintes technologiques.

Les analyses permettant cette validation sont :

- Analyse des paramètres [S] : cette analyse petit signal permet d'estimer les coefficients de réflexion d'entrée et de sortie de l'amplificateur, et donc son adaptation entrée/ sortie. De plus, cette analyse donne la valeur du gain bas niveau dans la bande, et permet de contrôler la platitude de celui-ci sur la bande de fréquence. Enfin, cette analyse permet de connaître les conditions de stabilité linéaire de l'amplificateur vis-à-vis de ses impédances de fermeture. Une simulation linéaire complémentaire est nécessaire afin de s'assurer de la stabilité linéaire intrinsèque de l'amplificateur (voir §4.a).

- Analyse en puissance (mono-porteuse) : cette analyse permet de vérifier les performances en puissance de l'amplificateur (gain en puissance, puissance de sortie, rendement, ...), et de voir si celles-ci correspondent bien aux spécifications. Cette analyse donne lieu à plusieurs simulations en puissance, avec un balayage de la puissance d'entrée et de la fréquence de fonctionnement, ceci afin de connaître le comportement de l'amplificateur autour de ses conditions prévues de fonctionnement.
- Analyse en puissance (bi ou multi-porteuses) : lorsque des spécifications portent sur les critères de linéarité, ceux-ci doivent être simulés à partir de simulations en puissance soit biporteuses (notamment pour l'intermodulation d'ordre 3 ou C/I_3 [102]), soit multi-porteuses (ACPR, NPR).
- Analyse de sensibilité : cette analyse permet de connaître la sensibilité de l'amplificateur aux éventuelles dispersions technologiques. Cette analyse est menée en régime linéaire, par une simulation statistique du type Monte-Carlo, à partir des données de dispersion fournies par la fonderie (règles de probabilité) sur chaque type de composant. De plus, on peut la compléter par une analyse en régime fort signal, qui n'est pas une analyse statistique étant donné le coût de calcul d'une telle analyse en non-linéaire, mais qui est une analyse des pires cas (I_{dss} , V_p , V_{bd} , ...).
- Analyse de stabilité : un des points les plus importants, est de s'assurer de la stabilité de l'amplificateur en régime linéaire et non linéaire, ce qui va faire l'objet du prochain paragraphe.
- Analyse électromagnétique : permet de vérifier la bonne concordance entre les simulations électriques et les simulations électromagnétiques des réseaux de lignes de transmission. Cette analyse permet également de détecter d'éventuels couplages entre des parties distinctes du circuit.

Nous n'aborderons pas ici l'aspect « layout » de l'amplificateur, qui fait la transition entre la phase de CAO et la réalité physique du circuit. Il est cependant important de noter que la vérification des règles de dessin, l'optimisation de la surface occupée par le circuit, ainsi que la prise en compte d'éventuels couplages dans le circuit vont demander au concepteur un temps certain, et sont indispensables à la réussite de la conception.

B.4. Stabilité de l'amplificateur

L'analyse de la stabilité est une étape critique de toute conception d'amplificateur de puissance, puisqu'il s'agit de prévenir le circuit réalisé d'éventuelles oscillations parasites, oscillations qui peuvent entraîner le mauvais fonctionnement, voire la destruction de celui-ci. Cette analyse de stabilité s'effectue dans un premier temps à bas niveau, et peut être ensuite étendue au régime fort signal.

4.a. Stabilité linéaire

Il existe deux grandes catégories d'instabilité petit signal pour un dispositif actif :

- Les instabilités externes : elles proviennent des impédances de fermeture présentées aux accès du transistor ou de l'amplificateur. Ces impédances associées aux impédances du dispositif étudié peuvent générer des coefficients de réflexion dans les plans d'entrée ou de sortie du dispositif ayant des modules supérieurs à 1, condition suffisante pour qu'il y ait démarrage d'une oscillation.
- Les instabilités intrinsèques : elles peuvent être indépendantes des conditions de fermeture, et peuvent avoir des origines diverses : bouclages entre les différents doigts d'un transistor ou entre les différents transistors d'un amplificateur, structure déséquilibrée, ou encore bouclage par rapport à la masse.

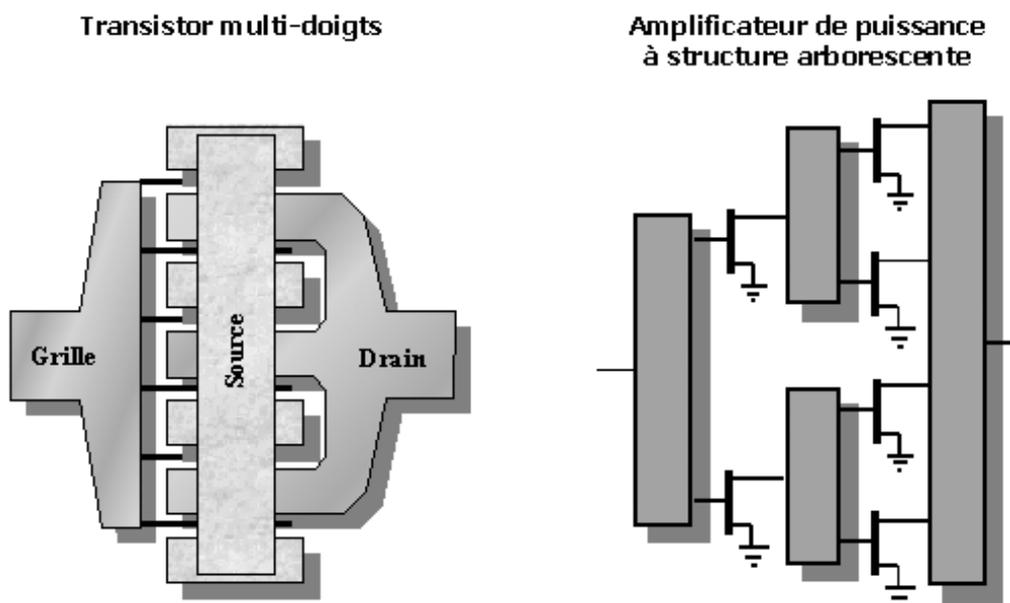


Figure II-34 : Architectures potentiellement instables

Ces deux types d'instabilités doivent donc être étudiées, à partir de simulations linéaires en paramètres [S].

i Stabilité vis-à-vis des conditions de fermeture

Un système est inconditionnellement stable si il ne réfléchit pas une puissance supérieure à celle qu'il reçoit pour n'importe quelle terminaison passive. En conséquence, deux conditions similaires peuvent être énoncées, l'une par rapport à l'impédance d'entrée et l'autre par rapport à celle de sortie (Figure II-35).

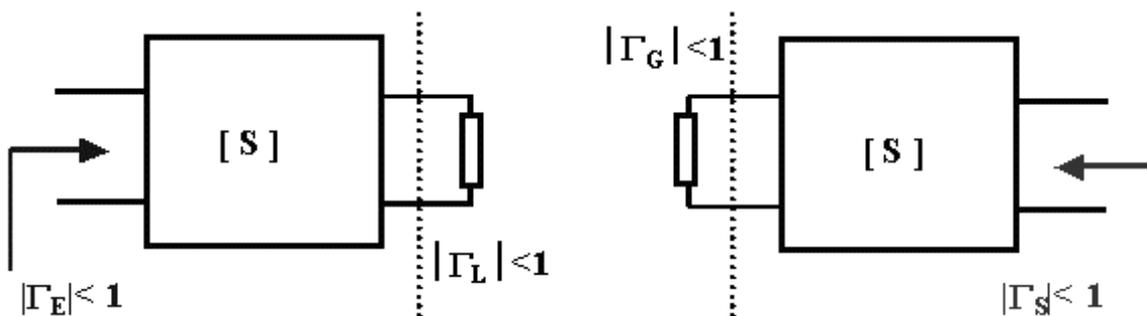


Figure II-35 : Conditions de stabilité pour un quadripôle chargé par une impédance passive

Ces conditions impliquent que si le quadripôle est chargé à un accès par une impédance purement passive (dont le module du coefficient de réflexion associé est inférieur à l'unité), le deuxième accès doit aussi voir une impédance passive. Les deux conditions de stabilité inconditionnelle du quadripôle sont :

Vue de l'entrée, $|\Gamma_L| < 1 \Rightarrow |\Gamma_E| < 1$

Vue de la sortie, $|\Gamma_S| < 1 \Rightarrow |\Gamma_G| < 1$

Si l'on traduit ces deux conditions à partir des relations entre ondes de puissance réfléchies et incidentes ([S]), on arrive à la définition du facteur de Rollet K [103], à savoir qu'un quadripôle est inconditionnellement stable si pour toutes les fréquences on a :

$$K > 1 \text{ et } |\Delta_S| < 1, \text{ avec } K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta_S|^2}{2|S_{12} \cdot S_{21}|} \text{ et } \Delta_S = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$$

Ce critère de stabilité pour un circuit linéaire 2-ports utilise donc deux conditions, à savoir une sur le facteur de Rollet K et une sur le déterminant ($|\Delta_S|$).

Un nouveau critère de stabilité vis-à-vis des conditions de fermeture a été développé par Edwards et Sinsky [104][105], reposant sur une condition sur un seul paramètre, à savoir μ ou μ' (appelé aussi facteur de stabilité géométriquement dérivée).

La condition $\mu > 1$ est une condition nécessaire et suffisante pour la stabilité inconditionnelle d'un circuit linéaire 2-ports, vis-à-vis des conditions de fermeture.

$$\mu \equiv \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - \Delta_S \cdot S_{11}^*| + |S_{21}S_{12}|} > 1$$

Un autre paramètre, μ' , est défini de la même manière côté source, et ce paramètre correspondant est donné par :

$$\mu' \equiv \frac{1 - |S_{22}|^2}{|S_{11} - \Delta_S \cdot S_{22}^*| + |S_{21}S_{12}|} > 1$$

Ainsi, un circuit linéaire 2-ports est inconditionnellement stable si pour toutes les fréquences on a : $\mu > 1$ (i.e. $\mu' > 1$).

Lorsque ce critère n'est pas vérifié pour toutes les fréquences, il faut faire appel à la notion de cercles de stabilité (Figure II-36) afin de connaître les zones d'impédances susceptibles d'entraîner l'instabilité du circuit.

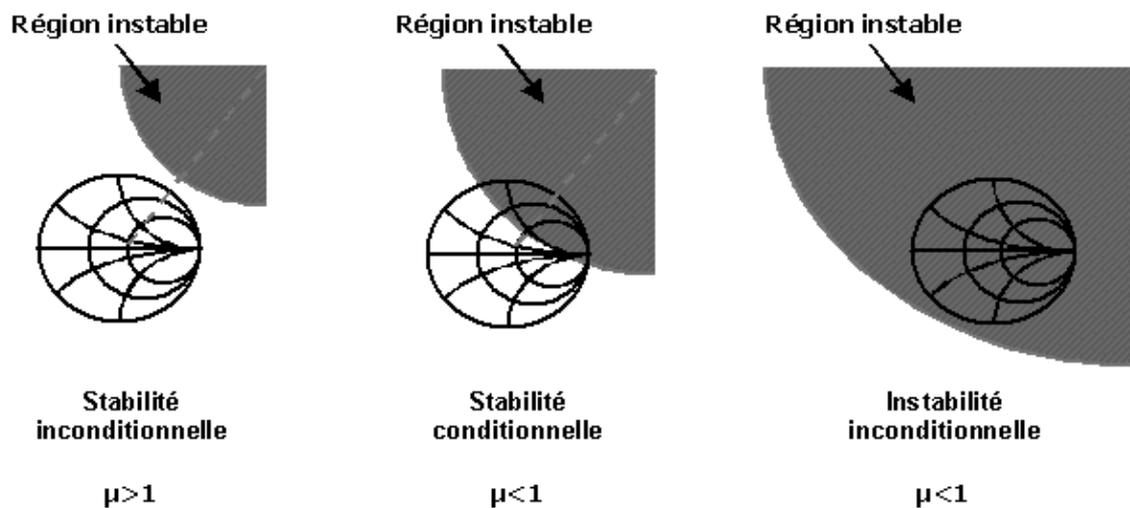


Figure II-36 : Cercles de stabilité sur l'abaque de Smith, différents cas possibles

Cependant, ces critères de stabilité linéaire (K ou μ) ne tiennent pas compte de l'état intrinsèque du quadripôle étudié [106]. En effet, ils ne concernent que la stabilité vis à vis des impédances de charge présentées aux accès du quadripôle étudié. Ils ne donnent pas d'informations sur la stabilité intrinsèque de celui-ci. Par conséquent ces critères de stabilité peuvent trouver le quadripôle inconditionnellement stable même si celui-ci est intrinsèquement instable.

Il est donc nécessaire de s'assurer de la stabilité intrinsèque du circuit.

ii Stabilité intrinsèque

Les critères de stabilité linéaire K ou μ représentant une condition nécessaire mais non suffisante, la stabilité linéaire intrinsèque doit être vérifiée par l'application du critère de Nyquist au NDF (Normalized Determinant Function) [107].

Le NDF d'un circuit intégrant N transistors correspond à la simulation linéaire de N fonctions de transfert en boucle ouverte, appelées 'Return Ratios RR_i '. Ces fonctions de transfert en boucle ouverte peuvent être simulées par la modification du schéma équivalent linéaire d'un transistor qui devient un modèle 4-ports [108] (Figure II-37).

Ainsi, pour la simulation du retour de niveau RR_k , le transistor T_k est 'UnderTest' tandis que tous les transistors T_i déjà testés ($i=1 \rightarrow k-1$) sont 'Off' et tous les transistors T_i non encore testés ($i=k+1 \rightarrow N$) sont 'On'.

Afin de permettre l'analyse et l'optimisation simultanée des résultats nominaux d'un circuit et de sa fonction NDF, une méthode d'implémentation CAO, qui implémente l'ordre des états séquentiels On/Off des transistors nécessaires au calcul du NDF, a été développée et est illustrée dans [109][110].

Lors du tracé du NDF de 0 à f_{max} , la stabilité est validée si le point critique (0,0) pour le critère de Nyquist, n'est pas encerclé dans le sens horaire.

Plusieurs remarques peuvent être faites sur le tracé du NDF :

- -Le NDF est simulé sur une plage de fréquence $[0, f_{max}]$. Il est important de s'assurer qu'après cette fréquence, le NDF n'entoure toujours pas le point critique. On peut considérer que la plage d'analyse est suffisante si la valeur du NDF est à partie réelle positive à f_{max} , sachant qu'en général, il tend vers la valeur (1,0).
- -Le tracé sur la plage $[-f_{max}, 0]$ s'obtient par symétrie par rapport à l'axe réel (ce tracé n'apportant pas de renseignements supplémentaires).
- -La fréquence d'oscillation se situe à l'intersection du tracé avec l'axe réel négatif.
- -Il faut s'assurer de la continuité du NDF à $f=0$ où il doit être réel.

Dans le cas où une oscillation est présente, l'étude des fonctions $(1+RR_k)$ permet de localiser le transistor i associé à l'oscillation. De plus, en modifiant l'état des transistors $(i+1)$ à N , qui étaient dans un état nominal lors de l'évaluation de $(1+RR_i)$, il peut être possible de localiser le chemin de bouclage : le fait de modifier l'état du transistor sensible rompt la rétroaction et rend la fonction $(1+RR_i)$ stable.

4.b. Stabilité non-linéaire

La vérification de la stabilité linéaire n'est pas suffisante pour s'assurer de la stabilité d'un circuit, notamment pour les amplificateurs de puissance. En effet, d'autres phénomènes d'instabilité non linéaire peuvent apparaître lors du fonctionnement fort signal de l'amplificateur [111]. Ces phénomènes d'instabilité, qui apparaissent en fonction du niveau de

puissance entrante, peuvent entraîner une division de fréquence, des sauts d'amplitude du signal hyperfréquence, ou encore l'apparition d'une oscillation à une fréquence autre que la fréquence nominale de fonctionnement du circuit. Deux techniques permettent de détecter ces instabilités paramétriques, suivant que l'on effectue une analyse en boucle ouverte ou en boucle fermée du circuit.

i Analyse en boucle ouverte

La première méthode d'analyse de la stabilité non linéaire, reposant sur une analyse en boucle ouverte, est fondée sur une extension du principe du NDF au régime de fonctionnement non linéaire [108][112]. Pour cela, le NDF est mis sous forme matricielle, à partir de la simulation de N matrices de retour de niveau [RRi] dans le cas d'un circuit comprenant N transistors. La matrice du NDF est alors obtenue par :

$$[NDF] = \prod_{i=1}^N [I - RR_i]$$

Une matrice [RRi] est déterminée en introduisant autour de l'état établi fort signal à ω_0 (et de ses harmoniques $k\omega_0$), une perturbation faible signal à Ω , générant les fréquences ($k\omega_0 \pm \Omega$). Tout comme pour l'analyse linéaire, trois configurations du modèle non-linéaire « éclaté » sont nécessaires ('On', 'Off' et 'Under Test').

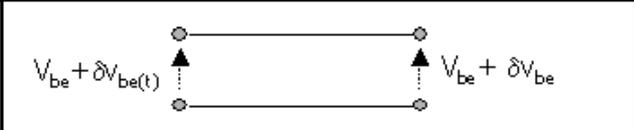
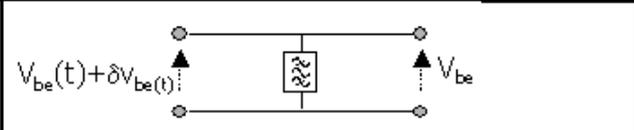
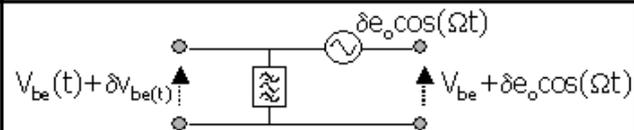
		Configuration du modèle	Etat de la tension de commande	
			à $k\omega_0$	à $k\omega_0 \pm \Omega$
Etat de la cellule	On		inchangé	inchangé
	Off		inchangé	éliminé
	boucle ouverte		inchangé	contrôlé

Figure II-39 : Configurations pour la simulation d'une matrice [RRi]

Le filtre (idéal) est défini pour éliminer les bandes latérales à $k\omega_0 \pm \Omega$, et permet ainsi de contrôler la perturbation δe_0 que l'on introduit. Chaque position de δe_0 détermine une colonne de la matrice $[RR_i]$. Tous les éléments de cette colonne sont obtenus par le rapport entre la tension mesurée à chaque fréquence d'intermodulation et la perturbation δe_0 :

$$RR_{\pm k, \pm m} = - \frac{Vbe(k\omega_0 \pm \Omega)}{\delta e_0(\Omega)} \text{ avec } (k, m) = 0 \rightarrow n \text{ (nombre d'harmoniques)}$$

$$\text{avec } \begin{cases} RR_{\pm k, +m} & \text{simulé pour } \Omega \in \left] m\omega_0, m\omega_0 + \frac{\omega_0}{2} \right[\\ RR_{\pm k, -m} & \text{simulé pour } \Omega \in \left] m\omega_0 - \frac{\omega_0}{2}, m\omega_0 \right[\end{cases}$$

$$\text{et donc } \begin{bmatrix} Vbe_{-n} \\ \vdots \\ Vbe_{-1} \\ Vbe_0 \\ Vbe_1 \\ \vdots \\ Vbe_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} RR_{-n,n} & \dots & RR_{-n,0} & \dots & RR_{n,-n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ RR_{0,n} & \dots & RR_{0,0} & \dots & RR_{0,n} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ RR_{n,n} & \dots & RR_{n,0} & \dots & RR_{n,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ \delta e_0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

Ainsi, toutes les colonnes de la matrice $[RR_i]$ d'un transistor T_i sont déterminées par balayage fréquentiel de la pulsation Ω de la perturbation. Il est ensuite nécessaire de sortir de l'environnement CAO, afin de traiter les matrices $[RR_i]$ à l'aide d'un programme spécifique.

Il est à noter que pour la fonction normalisée du déterminant, la plage $]0, f_0/2[$ est reportée symétriquement vis-à-vis de chaque harmonique. Le déterminant est donc symétrique sur $]f_0/2, f_0[$, puis périodique, ce qui nous permet de limiter l'analyse du NDF pour Ω variant sur $]0, f_0/2[$. De plus, afin de gagner en temps de simulation, il est possible d'effectuer cette simulation en équilibrage harmonique en mode « mixer ». Le simulateur réalise une analyse HB à ω_0 et à ses harmoniques, puis une analyse linéaire par matrices de conversion des bandes latérales inférieures et supérieures autour des $k\omega_0$, ce qui permet de réduire significativement les temps de simulation.

Cependant, lorsque que l'on est en présence de pôles (l'information recherchée sur la stabilité étant contenue dans les zéros à partie réelle positive), le critère de Nyquist est parfois difficile à appliquer, car son tracé peut présenter des encerclements partiels. Pour résoudre ce problème, une évolution de cette méthode [113] consiste à analyser le déterminant de la matrice $[1+RR_i]$ en diagramme de Bode. Il est alors possible de distinguer les pôles et les zéros en faisant varier la puissance injectée.

ii Analyse en boucle fermée

Une autre méthode est utilisée pour l'analyse de la stabilité en régime non linéaire, reposant cette fois sur une analyse en boucle fermée. Cette méthode consiste à injecter une faible perturbation à une fréquence donnée en un noeud du circuit, et à mesurer en ce même point la réponse fréquentielle en boucle fermée du circuit à cette perturbation [114][115]. Ceci peut être fait en injectant un courant sinusoïdal RF faible signal i_n à un noeud n du circuit (Figure II-40), et en calculant la réponse en tension v_n obtenue à ce noeud, à la fréquence de perturbation du courant i_n . La réponse fréquentielle en boucle fermée $H_{cl}^n(j\omega)$ associée à ce noeud est déterminée simplement en balayant la fréquence du générateur de courant i_n , et en calculant l'impédance du circuit $Z_n(j\omega)=v_n(j\omega)/i_n(j\omega)$.

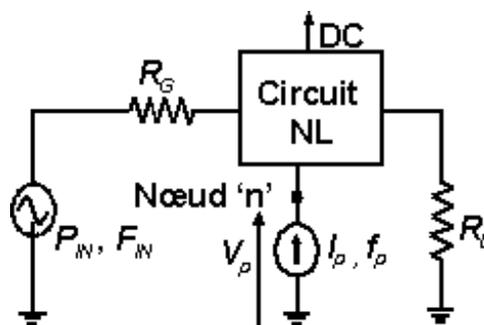


Figure II-40 : Injection d'une perturbation avec un générateur de courant

En connectant le générateur en parallèle, il n'a aucun effet aux fréquences différentes de sa propre fréquence. Cette réponse fréquentielle est ensuite analysée en utilisant des méthodes d'identification du système, qui vont fournir directement les zéros et les pôles de la fonction de transfert en boucle fermée du système.

$$H_{cl}^n(j\omega_p) = \frac{v_p(j\omega_p)}{i_p(j\omega_p)} \Rightarrow \text{techniques d'identification} \Rightarrow H_{cl}(s) = \frac{\prod_{i=1}^M (s - z_i^n)}{\prod_{i=1}^N (s - p_i)}$$

$$z_i^n \quad i = 1 \dots M \quad \text{zéros} ; \quad p_i \quad i = 1 \dots N \quad \text{pôles}$$

La stabilité du système est garantie si aucun pôles à partie réelle positive ne sont obtenus lors du processus d'identification. Théoriquement, l'information obtenue en un point du circuit suffit pour connaître les dynamiques locales du système, et quelque soit le point du circuit, on doit avoir la même information. Cependant, il peut se trouver que l'on ait des compensations exactes de pôles et de zéros ou bien des erreurs numériques dues au manque de sensibilité du nœud d'observation. C'est par exemple le cas dans les amplificateurs multi-étages, où les effets filtrant des réseaux d'adaptation peuvent entraîner des problèmes dans l'identification des pôles du système. Il est donc fortement conseillé de faire une analyse par étage (dans le cas des amplificateurs à plusieurs étages), et de placer la sonde de perturbation à l'entrée des éléments non-linéaires.

L'analyse s'effectue par une simulation HB en mode « mixer » (avec la détermination des matrices de conversion), dans laquelle le générateur de courant joue le rôle du signal RF, et l'excitation d'entrée représente l'oscillateur local (OL). Lors d'une simulation de ce type, le simulateur fait tout d'abord une analyse en équilibrage harmonique à ω_{OL} et à ses harmoniques, puis une analyse linéaire de toutes les bandes latérales LSB et USB à $(n \cdot \omega_{OL} \pm \omega_{RF})$ autour des $n \cdot \omega_{OL}$. Cela permet donc de connaître la réponse du circuit en boucle fermée à une perturbation, par une linéarisation de la réponse large signal obtenue en régime établi.

Du fait du type de simulation utilisée, les informations sur les dynamiques locales affectant la stabilité du circuit se retrouvent de manière périodique dans la réponse fréquentielle, ce qui permet de limiter la bande de fréquence d'analyse. De plus, cette simulation de type mixer permet de s'assurer que la perturbation apportée au circuit, ne vient pas modifier l'état établi de celui-ci, puisque l'état établi est calculé préalablement sans prendre en compte le générateur auxiliaire.

L'identification de la réponse fréquentielle nécessite de sortir de l'environnement CAO et est réalisée à l'aide de l'outil « STAN » [116], développé par l'Université du Pays Basque et le Centre National d'Etudes Spatiales (Figure II-41). Cet outil est implémenté sous la plateforme de calcul « Scilab ».



Figure II-41 : STAN, un outil pour l'analyse de stabilité

En conclusion, ces deux méthodes d'analyse de stabilité non linéaire permettent une représentation très fine des phénomènes d'oscillations. Ces deux méthodes doivent être implémentées au cours de la conception afin de gagner en efficacité, et de pouvoir mettre en œuvre dès que nécessaire les méthodes de stabilisation (résistances de moding, filtres de polarisation, ...). Ces méthodes d'analyse sont d'autant plus intéressantes qu'elles permettent également l'optimisation des éléments de stabilisation, dans le but d'atteindre le meilleur compromis entre marges de stabilité et performances du circuit.

La conception d'un circuit micro-ondes, et en particulier des circuits MMIC, illustrée ici autour de la fonction amplificateur de puissance bande étroite, représente donc à la fois un processus très complexe, mais en même temps très structuré. C'est dans cela que réside l'intérêt d'un outil informatique d'aide à la conception des circuits micro-ondes, qui fait l'objet de la partie suivante.

III. Développement d'un assistant à la conception des circuits micro-ondes

Les avancées technologiques dans les circuits intégrés micro-ondes sont la clé pour ouvrir et exploiter pleinement de nouvelles opportunités de marché. Ces technologies RFIC et MMIC fournissent en effet les circuits qui sont au cœur d'un panel très large d'applications, des communications civiles et militaires, aux radars et systèmes de détection, en passant par les applications aérospatiales ou tout ce qui est liaisons sans fil. Or ces circuits, qui reposent pour l'essentiel sur des composants non linéaires, ont longtemps été développés d'essais en essais, avec des routines d'erreur, les performances requises du circuit étant atteintes de manière itérative. Néanmoins, ces méthodologies itératives ne correspondent plus aux temps de développement et aux coûts de production actuels.

Les techniques CAO (« conception assistée par ordinateur ») sont donc devenues une partie intégrante du cycle de conception des circuits microondes. A partir de la connaissance des propriétés physiques des matériaux aux fréquences microondes, et de leur influence sur les composants actifs utilisés dans les circuits microondes, et également à partir de mesures non linéaires très précises, il est possible de décrire de manière très réaliste le comportement des circuits microondes dans un environnement CAO. Ces avancées permettent de réduire considérablement le temps requis pour analyser et concevoir un nouveau circuit non linéaire pour des applications microondes ; à tel point que la phase CAO représente aujourd'hui un enjeu réel dans le développement d'un nouveau circuit.

En effet, la mise en œuvre des outils et des méthodes CAO spécifiques aux différents circuits doit être le plus efficace possible afin d'assurer à la fois les performances du futur circuit et son temps de développement. Or, le nombre de paramètres à prendre en compte au cours de cette démarche de conception ne cesse d'augmenter et seul un expert en conception est à même de maîtriser tous les choix relatifs à ces paramètres. Le niveau de complexité est tel que, même dans le cas d'une grande expertise technique, les choix initiaux de la conception sont très difficiles et très longs à effectuer, et la mise en œuvre des différentes méthodologies de conception devient une tâche très grande consommatrice de temps. Le temps consacré à la

réflexion sur de nouvelles méthodologies ou de nouvelles architectures est alors réduit. Enfin, la capitalisation du savoir faire des concepteurs, et sa réutilisation de manière efficace, constituent un véritable enjeu scientifique et économique.

C'est à partir de ces constatations qu'est née l'idée de la création d'un outil d'assistance à la conception des circuits MMIC. De nos jours, des simulateurs non-linéaires performants sont disponibles, mais il reste à développer des outils d'assistance à la conception. Le développement de l'outil présenté dans cette partie, initié lors de la thèse de Mr Cédric Duperrier [76], est mené en collaboration avec le Centre National d'Etudes Spatiales (CNES), et avec l'intervention de la société Transiciel.

Les principaux objectifs fixés pour cet assistant à la conception des circuits MMIC peuvent être regroupés en trois points clés pour les concepteurs :

- Réduire le cycle de conception : en permettant au concepteur d'effectuer une recherche bibliographique rapide à partir de mots clés, en lui permettant d'appliquer des règles à un grand volume d'informations ; également en optimisant la mise en place des méthodologies de conception, et en assurant la réutilisation efficace des conceptions au niveau composant/ sous-circuit/ circuit.
- Maîtriser la fonction microonde : en proposant des guides de conception spécialisés, comprenant notamment des fichiers d'aide et des fichiers templates (de simulation, circuit, ...).
- Sauvegarder et diffuser l'expertise : en capitalisant l'expérience d'un groupe de concepteurs (méthodes, cas type, simulations, ...), et en facilitant la description de nouvelles connaissances.

Nous présentons dans ce paragraphe tout d'abord la structure informatique autour de laquelle s'articule cet outil. Nous présentons ensuite la bibliothèque technologique de l'assistant et enfin un des modules dédiés aux différentes fonctions microondes, à savoir celui dédié aux amplificateurs de puissance bande étroite.

III.A. Environnement informatique

La configuration générale de l'environnement informatique de l'assistant à la conception utilise des outils informatiques spécifiques dans le but de répondre aux objectifs que l'on vient de décrire. La Figure III-1 représente schématiquement les différents éléments composants l'environnement informatique de l'assistant, qui a été conçu pour fonctionner sous différentes plates-formes de travail (Windows, HP-Unix, Sun Solaris, ...).

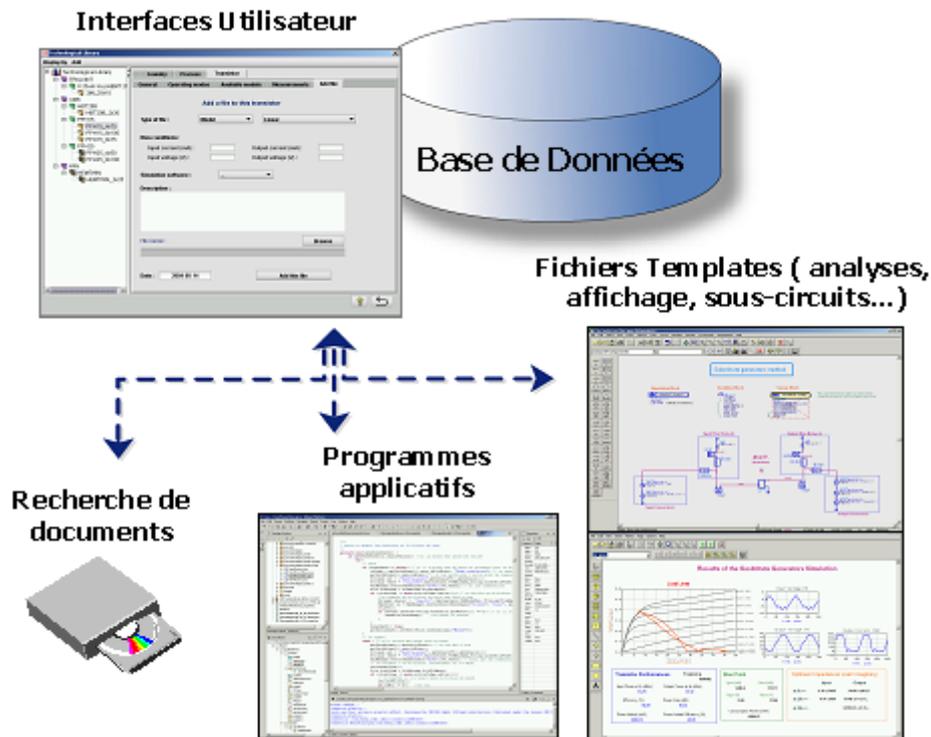


Figure III-1 : Environnement informatique de l'assistant

L'assistant doit pouvoir gérer tout un panel d'informations différentes, qui sont des références sur des publications et des ouvrages scientifiques, des données technologiques sur les filières ou les transistors, des programmes applicatifs de règles de conception, des données propres aux fonctions microondes, des fichiers « pré-cablés » au format d'un logiciel de simulation hyperfréquence, des fichiers d'aide, ou encore l'ensemble des conceptions réalisées au niveau composant/ sous-circuit/ circuit. Par conséquent, il va de soi que l'élément principal de la structure informatique de l'assistant est la base de données, qui permet de stocker de manière structurée toutes ces informations. De plus, des IHMs (*Interfaces Homme-Machine*) permettent de gérer les flux d'informations entre cette base de données et le concepteur, qui effectue sa conception sur un logiciel de simulation hyperfréquence commercial.

Enfin, il est important de signaler que les outils de l'environnement informatique de l'assistant ont été choisis de manière à obtenir :

- une architecture non-monolithique, facile à modifier, à mettre à jour et à personnaliser, de façon à ce que cet outil puisse suivre les avancées technologiques et les besoins des concepteurs.
- un outil facile à utiliser dans un environnement ouvert, de telle sorte que les concepteurs puissent intégrer leur propre expérience, leurs programmes applicatifs, etc., sans toutefois avoir besoin d'être des spécialistes en informatique.

A.1. La base de données

1.a. Le système d'exploitation MySQL [117]

Le serveur de bases de données utilisé dans le cadre de cette application est MySQL. MySQL est un SGBD (*Système de Gestion de Base de Données*) de type SQL (*Structured Query Language* ou langage de requête structurée), 'Open Source', puissant, rapide, multi-utilisateurs, multi-plateformes et en libre utilisation (sous certaines conditions : licence GPL). MySQL est développé, distribué et supporté par la société MySQL AB.

MySQL a surtout la particularité d'être un serveur de base de données relationnel. Les données sont stockées dans des tables séparées plutôt que de tout rassembler dans une seule table. Cela améliore la rapidité et la souplesse de l'ensemble. Les tables sont reliées par des relations, qui rendent possible la combinaison de données entre plusieurs tables durant une requête. Le SQL dans MySQL signifie « *Structured Query Language* », qui est le langage standard pour les traitements de base de données.

1.b. Conception de la base de données relationnelle

La conception de la base de données est une étape cruciale qui va permettre d'aboutir à un système d'information fonctionnel, reflétant une réalité physique. Pour cette phase, la méthode MERISE [118] a été utilisée pour concevoir le modèle conceptuel de données (MCD), sur lequel on s'appuie ensuite pour le développement de l'application. Le MCD a pour but de décrire de façon formelle les données qui seront utilisées par le système d'information. Il s'agit donc d'une représentation des données, facilement compréhensible,

permettant de décrire le système d'information à l'aide d'entités et de relations entre ces entités.

i Les entités

On appelle entité la représentation d'un élément matériel ou immatériel ayant un rôle dans le système que l'on désire décrire. Dans le cadre de notre application, nous pouvons prendre pour exemple l'entité 'transistor'. Une entité est décrite par son libellé et par ses attributs qui décrivent la liste de ses propriétés. Pour notre exemple l'entité de libellé 'transistor' (Figure III-2) comporte les attributs nom, nombre de doigts, largeur de doigt, largeur totale, date de mise à jour, validité et description qui sont les données élémentaires permettant d'identifier clairement un transistor donné.

transistor		
identifiant	I	<O>
nom	VA50	<O>
nombre_doigts	SI	<O>
largeur_doigt	LF	<O>
largeur_transistor	LF	
date_mise_à_jour	D	<O>
validité	SI	<O>
description	VA100	

Figure III-2 : Entité 'transistor'

Une occurrence d'une entité est un élément individuel qui appartient à l'entité, c'est-à-dire qui est une instantiation de l'entité. Par exemple, chaque nouveau transistor que l'on va décrire, constituera une instance de l'entité 'transistor'.

De plus, à chaque instance est affecté un identifiant. Un identifiant est un attribut d'entité ou un ensemble d'attributs d'entité, dont les valeurs identifient de manière unique chaque occurrence de l'entité. L'identifiant dans le MCD correspond à la clé primaire.

ii Les relations

Une relation (appelée aussi association) représente les liens sémantiques qui peuvent exister entre plusieurs entités. Si l'on rajoute à notre exemple une entité 'filière', avec ses différents attributs, on peut définir une relation du type « appartient à » entre l'entité 'transistor' et l'entité 'filière' pour représenter l'appartenance d'un transistor à une filière (Figure III-3). On peut éventuellement ajouter des propriétés à une relation.

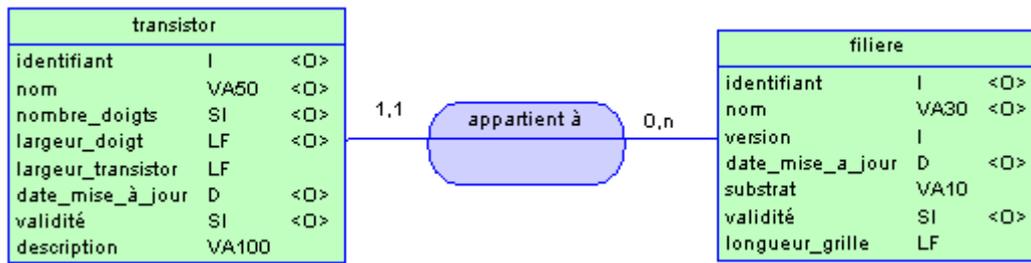


Figure III-3 : Relation entre les entités ‘transistor’ et ‘filière’

Enfin, les cardinalités permettent de définir les conditions de participation d’une entité à une relation. La cardinalité d’une relation est composée d’un couple comportant une borne minimale et une borne maximale, intervalle dans lequel la cardinalité peut prendre sa valeur :

- la borne minimale (généralement 0 ou 1) décrit le nombre minimum de fois qu’une entité peut participer à une relation
- la borne maximale (généralement 1 ou n) décrit le nombre maximum de fois qu’une entité peut participer à une relation

Dans l’exemple de la Figure III-3, la cardinalité (1,1) affectée à l’entité ‘transistor’ signifie qu’une instance de transistor appartient à une filière (minimum 1), et ne peut appartenir qu’à une et une seule filière (maximum 1), tandis que la cardinalité (0,n) affectée à l’entité ‘filière’ signifie qu’une filière peut comporter de 0 à n transistors.

Ainsi, en définissant tous les éléments qui vont constituer des entités, et en définissant les relations existantes entre ces entités, on construit au fur et à mesure le modèle conceptuel de données complet de notre application (Figure III-4), qui va servir de point d’appui pour le développement de l’assistant à la conception.

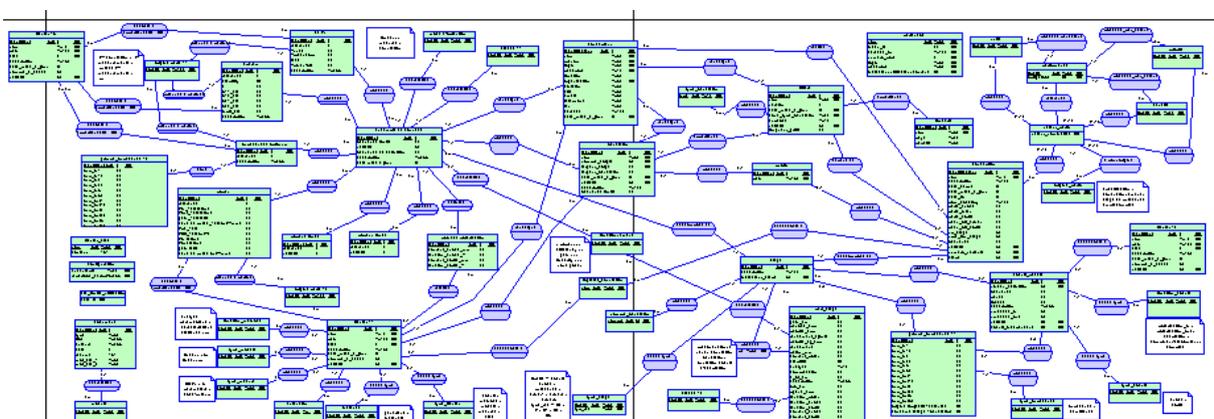


Figure III-4 : Modèle conceptuel de données de l’assistant

1.c. Implémentation de la base de données

Le MCD représente graphiquement la structure logique globale d'une base de données, indépendamment du logiciel ou de la structure de stockage des données. Une fois établi, il est donc nécessaire de l'implémenter dans un système de gestion de base de données (SGBD), c'est-à-dire le traduire dans un langage de définition de données. Pour cela, il est nécessaire de traduire le MCD en un modèle physique de données (MPD), qui spécifie les modalités physiques de mise en oeuvre de la base de données. Ce MPD permet ensuite de générer les scripts de création (ou de mise à jour) de la base de données.

Pour notre application, nous avons choisi le logiciel « Power AMC » de la société *Sybase*. Ce logiciel nous permet de créer le MCD, puis de générer le MPD, et enfin de générer les scripts de création de la base de données pour le SGBD que nous avons choisi, à savoir *MySQL*. Lorsque des modifications, ou bien des mises à jour, sont à faire sur la structure de la base de données, il suffit de modifier le MCD ; ces modifications sont alors répercutées sur le MPD, à partir duquel il est possible de générer des scripts de mise à jour de la base de données. Les modifications effectuées sont de fait synchronisées avec la base de données existante.

A.2. Les Interfaces Homme-Machine (IHMs)

Les interfaces homme-machine (IHMs) interactives entre l'outil d'assistance à la conception et les concepteurs sont développées en langage *Java* à l'aide de l'environnement de développement intégré (ou IDE pour *Integrated Development Environment*) *Eclipse*. Les choix de ce langage de programmation et de cet IDE ont été fait pour des raisons de portabilité, de convivialité, et de facilité de développement des interfaces graphiques.

2.a. Java [119][120]

Java est un langage objet, très proche du langage C++ au niveau de la syntaxe, mais toutefois plus simple. En effet les principales caractéristiques critiques du langage C++ ont été supprimées, à savoir les difficultés liées aux pointeurs, à la surcharge d'opérateurs, à l'héritage multiple, à la libération de mémoire, etc... *Java* est de fait beaucoup moins rapide que le langage C++, mais il gagne en portabilité ce qu'il perd en rapidité.

Une caractéristique majeure du *Java* repose sur la notion de machine virtuelle *Java*, lors de la compilation d'un fichier source. Contrairement aux langages compilés traditionnels, pour

lesquels le compilateur crée un fichier binaire directement exécutable par un processeur donné, le code source *Java* est compilé en un langage intermédiaire (appelé pseudo-code). Ce pseudo-code n'est pas exécutable directement, mais doit être interprété par une machine virtuelle tournant sur une plate-forme donnée.

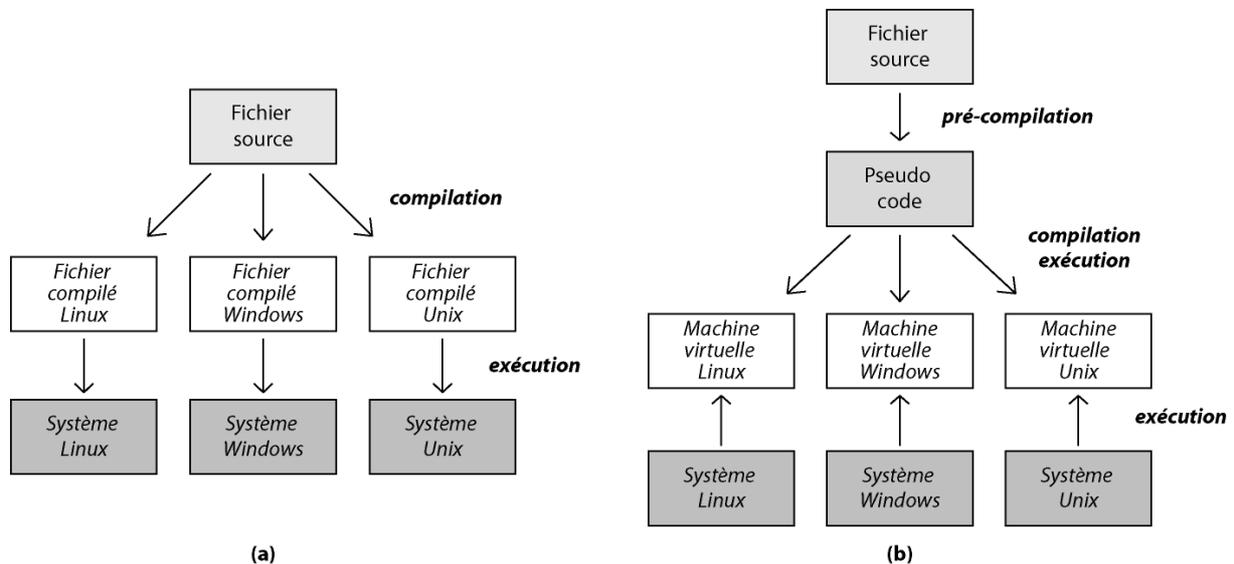


Figure III-5 : Processus de compilation – exécution

(a) pour un langage compilé traditionnel, (b) en langage Java

Ainsi, pour peu qu'une plate-forme possède une machine virtuelle fonctionnant sous son système, celle-ci est capable d'exécuter n'importe quelle application *Java*. Cette caractéristique est majeure, car c'est elle qui fait qu'un programme écrit en *Java* est portable, c'est-à-dire qu'il ne dépend pas d'une plate-forme donnée.

Pour l'outil d'assistance à la conception, nous utilisons la version '2' de Java, qui comporte des améliorations multimédias, avec notamment la possibilité de développer des interfaces utilisateur graphiques avec *Swing* [121].

2.b. Eclipse [122]

Pour le développement de l'application, nous utilisons l'environnement de développement intégré Eclipse, qui est une plate-forme modulaire permettant de réaliser des développements informatiques. *Eclipse* est gratuit, « open-source » et extensible. *Eclipse* est avant tout un socle applicatif capable de charger des modules de développement, dont la partie de développement Java que nous utilisons. Il permet également de gérer des ensembles de

ressources (projets, fichiers, répertoires, ...), et comprend des modules pour la création d'interfaces graphiques cohérentes (module de développement *Swing* en ce qui nous concerne).

Un des principaux intérêts pour des informaticiens peu expérimentés, c'est la possibilité de pouvoir développer de manière visuelle les interfaces graphiques de l'application (Figure III-6), qui soient synchronisées avec le reste du code. *Eclipse* propose également des fonctionnalités de « débogueur » très efficaces, ainsi que des facilités pour le travail collaboratif entre plusieurs développeurs.

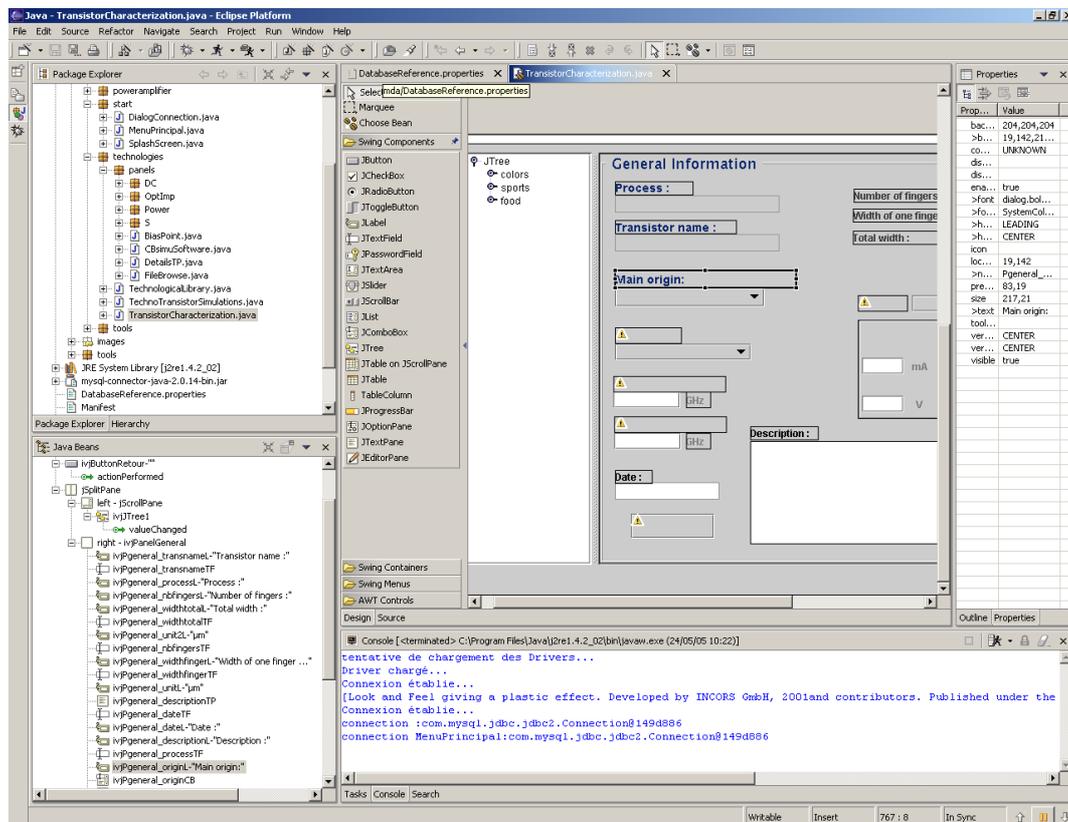


Figure III-6 : Plate-forme de développement Eclipse

2.c. « Java DataBase Connectivity » (JDBC)

Un des points clés de l'application réside dans les connections entre les interfaces qui sont développées d'une part, et la base de données. En effet, les interfaces proposées à l'utilisateur doivent permettre une sélection et une consultation facile et rapide des données de la base, et doivent donc pour cela exploiter directement les possibilités offertes par le langage de requêtes structurées SQL. Ceci peut être réalisé grâce à la technologie JDBC (pour *Java*

DataBase Connectivity), qui est un ensemble de classes permettant de développer des applications capables de se connecter à des serveurs de bases de données (pour nous le SGBD MySQL). Cette technologie bénéficie des avantages de Java, dont la portabilité du code.

La bibliothèque de classes JDBC se charge de trois étapes indispensables à la connexion à une base de données :

- la création d'une connexion à la base
- l'envoi d'instructions SQL
- l'exploitation des résultats provenant de la base

La Figure III-7 illustre la connexion de notre application Java à notre SGBD MySQL via la technologie JDBC. L'utilisateur interagit avec les IHMs de l'application, et par ce biais envoie des requêtes sur les données de la base. Ces requêtes sont centralisées, puis transformées en instructions SQL grâce à la technologie JDBC, qui effectue la connexion avec le SGBD, et lui transmet les instructions. Les résultats suivent alors le chemin inverse jusqu'à parvenir à l'utilisateur.

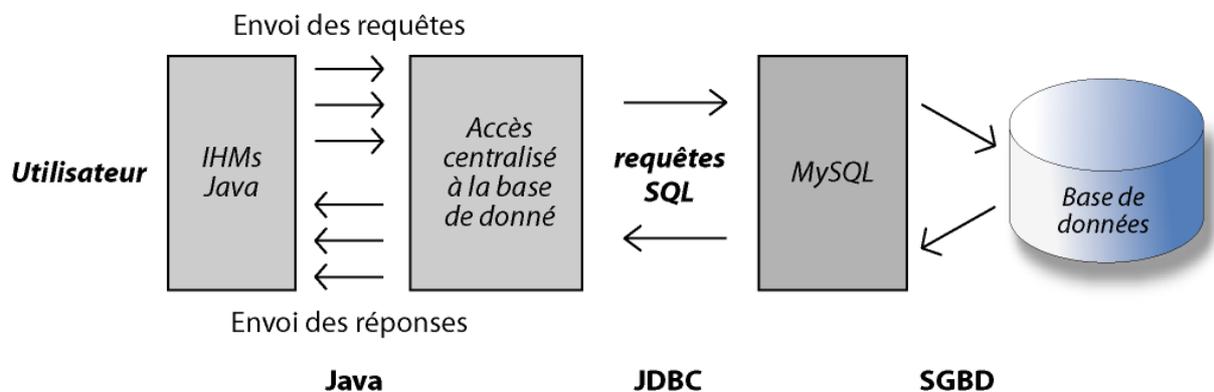


Figure III-7 : Connexion de l'application Java au SGBD via la technologie JDBC

Nous avons fait le choix de centraliser les accès à la base de données à l'aide de classes dédiées, un peu à la manière d'un serveur d'applications, d'une part afin d'améliorer l'efficacité de la relation avec la base de données, et d'autre part afin que l'application ne soit pas trop intimement liée au SGBD utilisé (un changement de SGBD nécessitera de modifier les classes de l'accès centralisé, mais pas toute l'application). D'autre part, cette couche tampon dans laquelle les requêtes et les résultats à ces requêtes transitent, présente l'avantage de pouvoir intégrer un contrôle d'accès.

A.3. Architecture et fonctions principales de l'application

L'outil d'assistance à la conception repose donc sur une base de données relationnelle, qui est l'élément fondamental de l'outil, et des IHMs développées en Java permettant de gérer les flux d'informations entre cette base de données et le concepteur qui effectue sa conception sur un logiciel de simulation commercial. La Figure III-8 montre l'interface de lancement et de connexion à l'assistant. Cette connexion se fait par un système d'identifiant/ mot de passe afin de sécuriser l'application et d'assurer la confidentialité des informations contenues dans la base de données. En effet à partir de la connaissance de l'identité de l'utilisateur connecté, l'application contrôle l'accès qu'a cet utilisateur aux différentes données de la base, en différenciant les données auxquelles il a accès et qu'il peut modifier, les données qu'il peut consulter mais pas modifier, et les données auxquelles il n'a pas accès.

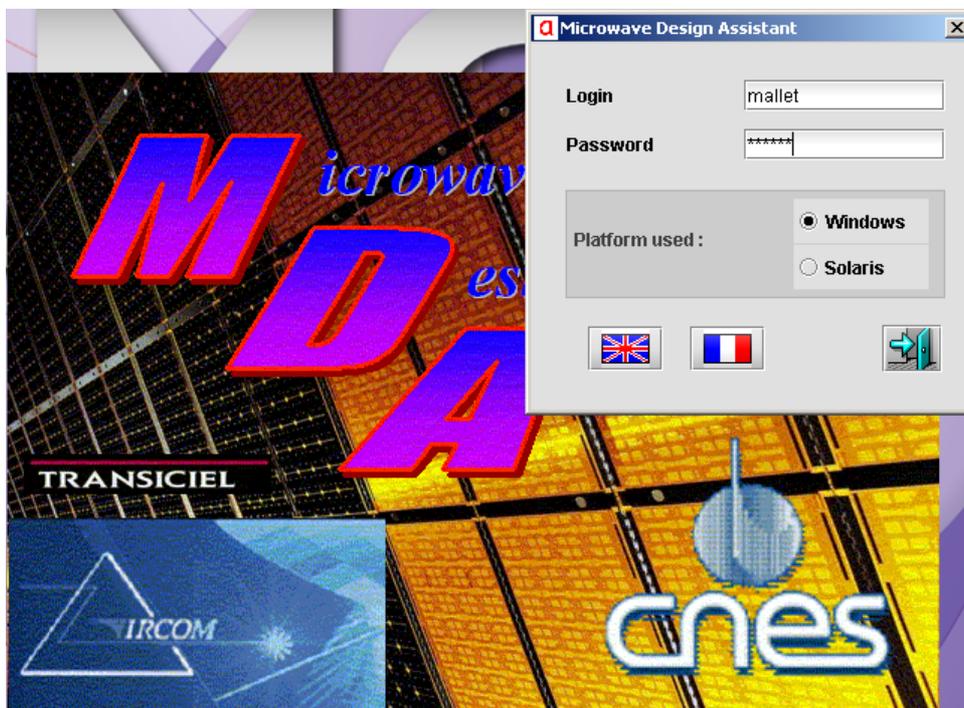


Figure III-8 : Interface de lancement de l'assistant

On voit de plus sur cette interface de connexion (Figure III-8), que l'utilisateur peut indiquer la plate-forme de travail qu'il utilise, et il peut également choisir la langue qu'il souhaite pour les interfaces de l'application. L'application a été conçue pour être complètement portable, afin de pouvoir fonctionner sous différentes plates-formes de travail (Windows, Sun Solaris, HP Unix, ...). L'information sur la plate-forme de travail utilisée permet alors de charger le driver JDBC le plus approprié. Concernant la langue dans laquelle les interfaces de l'assistant

sont affichées, et que l'utilisateur peut choisir au démarrage de l'assistant, la version actuelle propose l'anglais et le français. Il est cependant à noter que l'aspect linguistique est traité grâce à un fichier ressource (sous la forme d'un fichier texte), qui fait en quelque sorte office de dictionnaire. Pour développer une version de l'assistant dans une nouvelle langue, il suffit par conséquent de créer tout simplement une nouvelle version de ce fichier dictionnaire correspondant aux messages et mots utilisés par les interfaces.

3.a. Architecture

L'architecture fonctionnelle de l'assistant peut être présentée à partir de l'interface du menu principal de celui-ci (Figure III-9). Ce menu principal propose :

- un socle fonctionnel, avec différentes fonctionnalités utilisateur, de recherche dans la base, ou administrateur
- une bibliothèque technologique, spécialement développée pour gérer toutes les données technologiques
- différents modules, propres aux différentes fonctions micro-ondes, développés pour aider et guider l'utilisateur lors de la conception d'une fonction micro-onde donnée.

Un guide de conception constitue le cœur de chaque module.

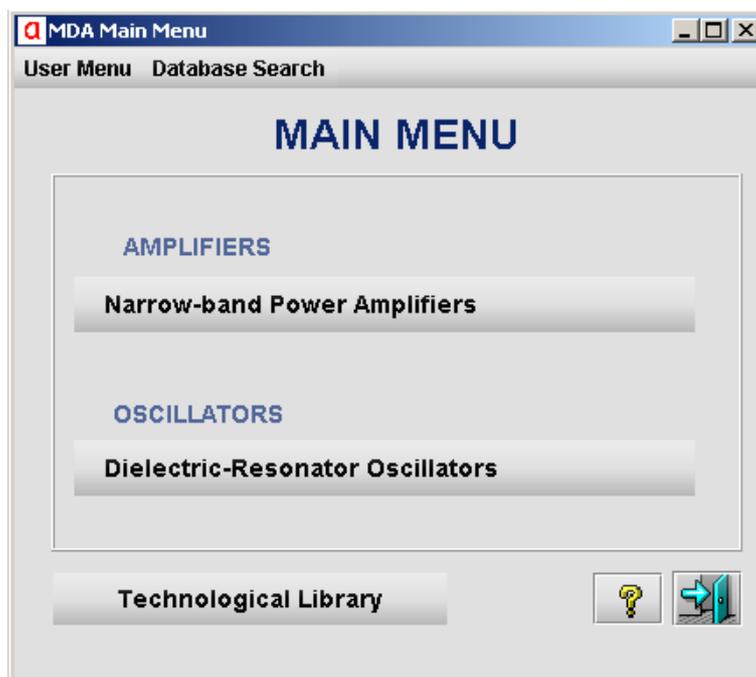


Figure III-9 : Menu principal de l'assistant

Le premier module qui a été développé au sein de l'application est consacré aux amplificateurs de puissance bande-étroite. La bibliothèque technologique et le module pour la conception d'amplificateurs de puissance bande-étroite sont décrits dans les paragraphes III.B et III.C.

3.b. Fonctionnalités utilisateur

i Informations sur les utilisateurs

La première fonctionnalité utilisateur de l'assistant est une fonctionnalité standard d'information sur les utilisateurs de l'assistant. Ainsi chaque concepteur a à sa disposition un carnet d'adresse des différents utilisateurs de l'outil, par organisme d'appartenance, avec une liste de renseignements (nom, prénom, fonction, organisme et coordonnées complètes).

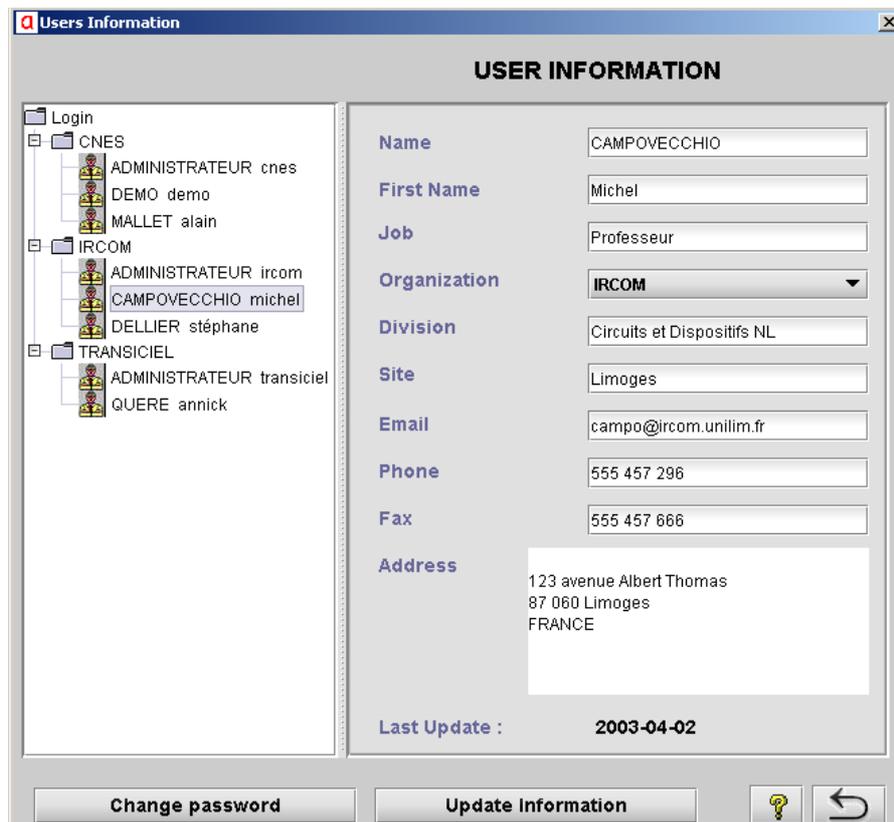


Figure III-10 : Interface d'informations sur les utilisateurs

De plus, chaque utilisateur a la possibilité via cette interface de modifier ses informations personnelles, et également de modifier son mot de passe de connexion à l'assistant.

ii Programmes utilisateurs

La deuxième fonctionnalité utilisateur de l'assistant est beaucoup plus spécifique, puisqu'elle offre aux utilisateurs la possibilité d'intégrer leurs propres programmes dans l'assistant. Ces programmes peuvent être écrits dans n'importe quel langage, que ce soit en Java, C++ ou autre. Ce premier niveau d'intégration des programmes utilisateurs implémente juste le lien entre l'assistant et l'exécutable du programme.

Une possibilité plus avancée qui sera offerte à terme par l'assistant est la possibilité pour les utilisateurs de créer leurs propres interfaces *Java*, à l'aide de la plate-forme de développement *Eclipse*, afin d'associer étroitement leurs programmes à l'assistant. Le *Java* permet d'encapsuler du code natif (par exemple un programme C++), ce qui dispense l'utilisateur de réécrire son programme en Java. De plus, l'utilisateur aura accès à une bibliothèque de méthodes spécialement développées, qui lui permettront d'effectuer lui-même facilement des requêtes SQL sur les données de la base, et qui lui permettront par ce biais d'utiliser son programme directement avec des données de la base. Enfin, l'utilisateur pourra s'appuyer sur des fichiers d'aide sur le développement des interfaces, sur les méthodes permettant d'effectuer des requêtes SQL, et sur l'intégration de ses interfaces à l'assistant.

Cette fonctionnalité permet d'avoir un outil ouvert et évolutif, facilement personnalisable par l'utilisateur sans que celui-ci ait forcément des connaissances avancées en informatique.

3.c. Fonctionnalités de recherche dans la base de données

Comme nous l'avons vu jusqu'ici, l'élément principal de l'outil d'assistance à la conception est la base de données. Il est donc naturel de proposer à l'utilisateur des interfaces lui permettant d'explorer la base de données, de rechercher et de récupérer des données à partir de critères spécifiques. Etant donné que chaque élément de la base est associé à ses spécifications dans une table, la sélection d'un élément est réalisée en utilisant des requêtes SQL qui traduisent les critères de sélection de l'utilisateur.

L'assistant comporte donc plusieurs fonctionnalités de recherche dans la base (et les interfaces associées), différenciées suivant le type d'élément faisant l'objet de la recherche. Ces fonctionnalités, qui sont également utilisées dans les guides de conception de chaque

module, sont accessibles directement depuis l'interface principale de l'assistant (Figure III-9) avec le menu 'Database Search'.

i Recherche de fichiers 'templates' génériques et instanciés

L'utilisateur peut rechercher et récupérer directement des fichiers 'templates' de simulation implémentant une méthodologie, au format d'un logiciel de simulation, et l'enregistrer dans un répertoire de travail. Il peut également rechercher un fichier 'template' schématique, implémentant un sous-circuit passif (circuit d'adaptation, de polarisation, ...). Ces fichiers 'templates' peuvent être des fichiers génériques, ou bien des fichiers instanciés, c'est-à-dire adaptés à un cas particulier. Dans le cas des fichiers instanciés, la recherche s'effectue sur les spécifications associées par exemple au sous-circuit. La notion de fichier 'template', générique et instancié, est détaillée au §A.4.

ii Recherche de fichiers d'aide

La recherche peut aussi s'effectuer sur des fichiers d'aide pour récupérer les fichiers d'aide (au format *Acrobat Reader*) détaillant le principe et les paramètres d'une analyse ou d'un circuit.

iii Recherche d'une conception réalisée

La recherche d'une conception réalisée permet de récupérer toutes les informations d'une conception existant dans la base de données (circuits, sous-circuits, spécifications, simulations, mesures, ...). Cette fonction assure la réutilisation efficace des conceptions enregistrées dans la base, en permettant d'explorer la base à un niveau circuit, dans l'objectif de trouver une conception déjà enregistrée dont les performances (fréquence, puissance, rendement, ...) sont proches de celles spécifiées.

La Figure III-11 présente l'interface permettant de rechercher une conception d'amplificateur de puissance déjà réalisée. L'utilisateur peut effectuer sa recherche suivant plusieurs critères : spécifications, topologie, nom, date, ... La récupération des données, quant à elle, peut s'effectuer soit dans une conception en cours, soit comme initialisation d'une nouvelle conception. De plus, l'utilisateur a la possibilité de récupérer les données de la conception

dans leur ensemble, ou bien de récupérer uniquement les parties de la conception qui l'intéresse.

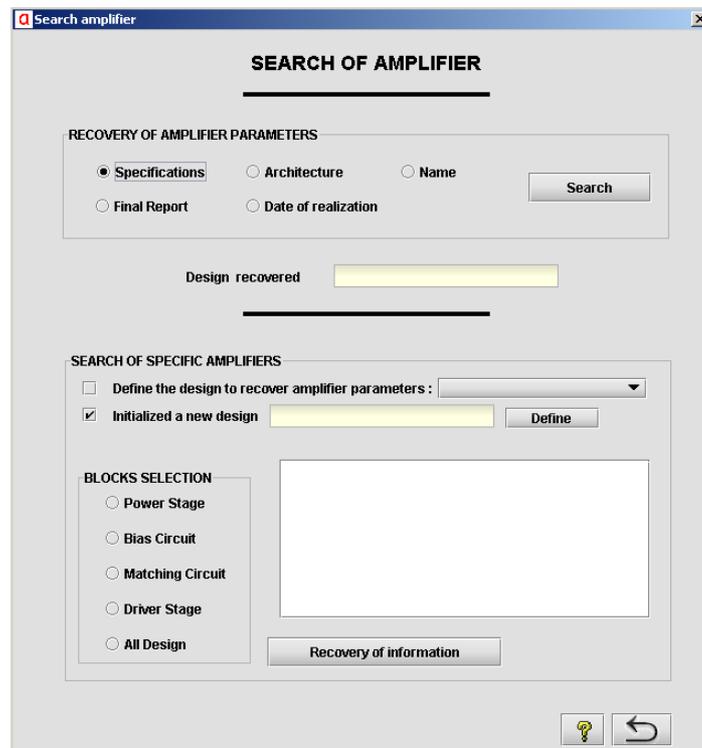


Figure III-11 : Interface permettant la recherche d'une conception réalisée dans la base

iv Recherche documentaire

La dernière fonction de recherche dans la base de données concerne la recherche documentaire, qui permet de chercher des références de travaux scientifiques (articles, publications,...). Cette recherche s'effectue pour chaque module à partir de mots clés, qui vont donner accès à une liste de références, avec pour chaque référence, le nom des auteurs, un résumé, et éventuellement le lien vers la publication en ligne. Malheureusement, pour des raisons de droits d'auteurs, on ne peut pas stocker dans la base de données le texte intégral des articles ou des publications.

3.d. Fonctionnalités administrateur

Dans le cadre de l'application, il a été créé un compte utilisateur particulier, qui est un compte administrateur local (pour une société donnée). La connexion en tant qu'administrateur à l'assistant permet d'accéder à l'interface d'administration de l'assistant (Figure III-12). A partir de cette interface, différentes fonctionnalités sont accessibles.

La première fonctionnalité sert à l'administrateur pour configurer les différents chemins d'accès nécessaires au bon fonctionnement de l'assistant. Il s'agit par exemple du chemin d'accès au répertoire d'installation de l'assistant, dans lequel on a par défaut l'arborescence permettant de stocker l'ensemble des fichiers communs aux utilisateurs, ou encore du chemin de l'exécutable d'*Acrobat Reader* qui permet la lecture et l'affichage des différents fichiers d'aide.

L'administrateur a également la possibilité de gérer les fichiers contenus dans la base, et notamment pour en insérer de nouveaux, que cela soit des fichiers d'aide ou des fichiers templates au format d'un logiciel de simulation hyperfréquence.

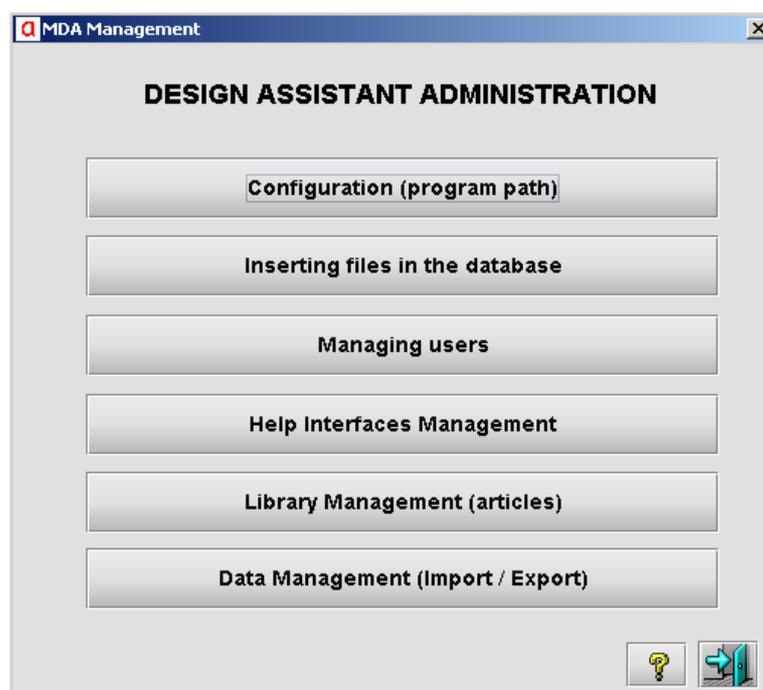


Figure III-12 : Interface d'administration de l'assistant

Une interface est définie pour la gestion des utilisateurs de l'assistant, à partir de laquelle l'administrateur peut ajouter ou enlever des utilisateurs, et modifier les informations ou les mots de passe de ceux-ci.

Des interfaces permettent en outre la gestion des aides sur les interfaces (textes expliquant le fonctionnement de chaque interface, qui s'affichent lorsque l'utilisateur clique sur le bouton avec l'icône du point d'interrogation), et la gestion de la partie documentaire de la base de données.

Enfin, l'administrateur a accès aux modules d'import/ export et de validation des données, dont les fonctionnalités sont :

- l'exportation de données vers un partenaire
- l'importation de données depuis un partenaire
- la validation des données
- la gestion des données conflictuelles

La Figure III-13 illustre ces possibilités de transfert de données entre deux sociétés partenaires, offertes par l'architecture multi-utilisateurs de l'assistant. Un élément renseigné par un concepteur dans sa base de données de travail, est validé par l'administrateur local du partenaire 1 pour faire partie de la base de données de référence locale. Puis il peut être sélectionné et envoyé, à l'aide du module d'export, par mail ou par FTP (sous la forme d'un fichier texte) au partenaire 2. L'administrateur local de ce partenaire 2 utilise alors le module d'import de données, puis valide ces données, qui deviennent ainsi des éléments de la base de données de référence locale du partenaire 2.

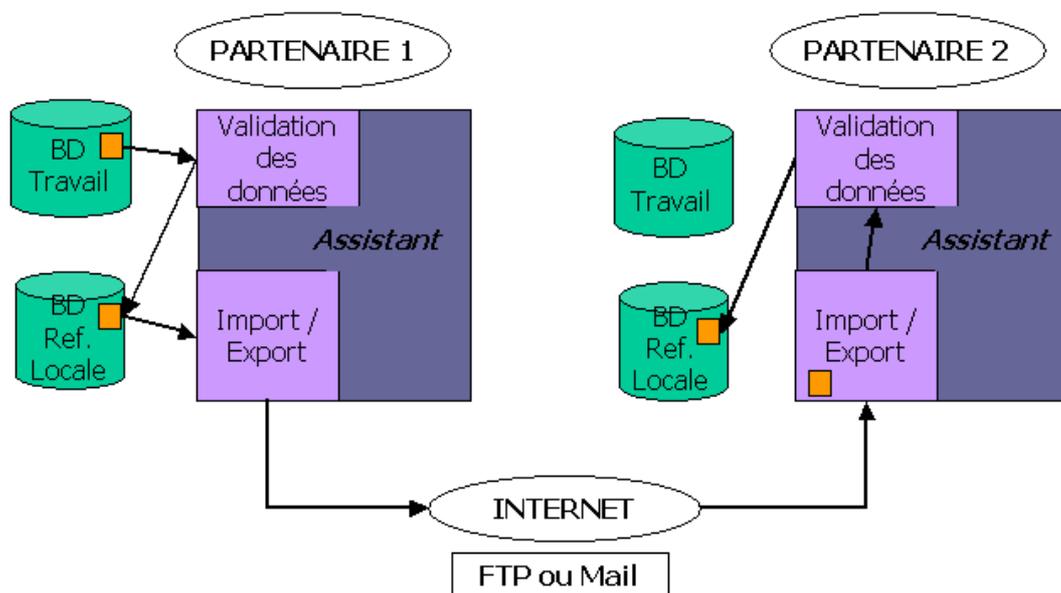


Figure III-13 : Transfert de données entre deux partenaires grâce à l'architecture multi-utilisateurs

A.4. Les fichiers templates et les programmes applicatifs

Deux notions sont particulièrement importantes au sein de l'outil d'assistance à la conception, il s'agit des fichiers templates, génériques et instanciés, et des programmes applicatifs.

4.a. Les fichiers templates

Les fichiers templates implémentent une topologie (circuit d'adaptation ou de polarisation, de stabilisation, ...) ou une technique de simulation (stabilité non-linéaire, linéarité, optimisation, ...). Ils sont développés au format d'un logiciel de simulation hyperfréquence commercial (par exemple *ADS* d'*Agilent* ou *Microwave Office* d'*AWR*), et il est important de noter que ces fichiers sont les seules structures informatiques dépendantes du logiciel de simulation utilisé. De plus, ils peuvent être facilement personnalisés pour un autre logiciel de simulation commercial, étant donné qu'ils sont sauvegardés dans la base comme des fichiers indépendants que l'on sélectionne et télécharge à partir de leurs spécifications.

On distingue deux types de fichiers templates :

- les fichiers génériques implémentant l'état initial d'un fichier de CAO (topologie ou analyse). Ils servent de point de départ au concepteur lors d'une analyse ou de la conception d'un circuit/ sous-circuit.
- les fichiers instances qui représentent un nouvel état d'un fichier template après une phase d'optimisation CAO, répondant à de nouvelles spécifications.

Lorsqu'un fichier template générique est modifié lors d'un cycle de conception, il devient une nouvelle instance avec de nouvelles spécifications, pouvant être sauvegardé dans la base de données (Figure III-14). Cette nouvelle instance peut alors être réutilisée comme point de départ pour d'autres conceptions si, parmi tous les fichiers génériques et instanciés, ses spécifications sont les plus proches des spécifications requises.

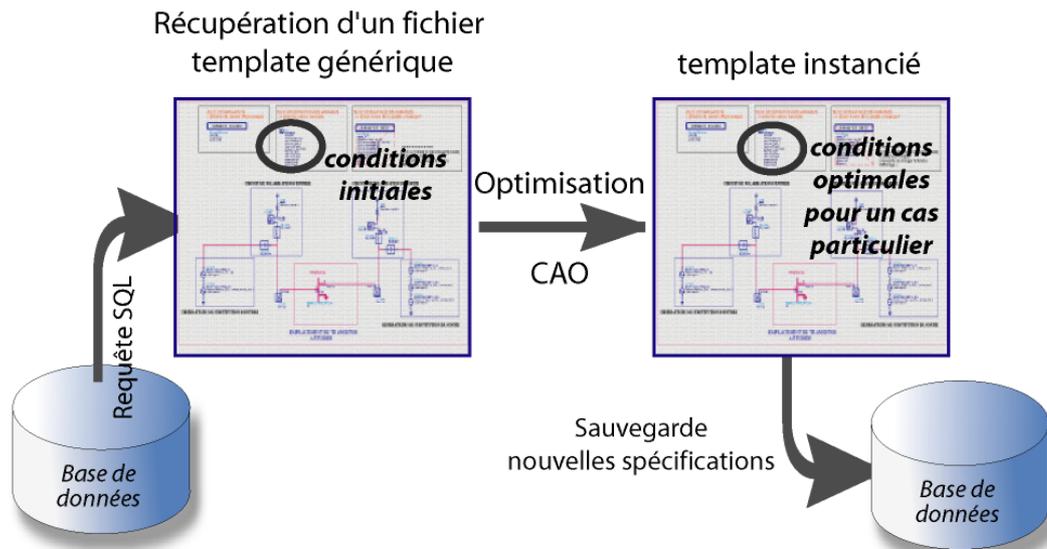


Figure III-14 : Création d'un fichier template instance à partir d'un fichier générique

Le principe de stockage de ces fichiers instanciés assure la sauvegarde du savoir faire des concepteurs et la réutilisabilité des conceptions au niveau circuit/ sous-circuits/ analyses, ce qui peut générer un gain de temps important par la suite. De plus, grâce à ce principe, l'enrichissement de la base de données de l'assistant s'effectue naturellement au cours de son utilisation.

4.b. Les programmes applicatifs

Dans le cadre d'une conception de circuit, tout concepteur passe un temps considérable à effectuer des calculs répétitifs de sélection des transistors (scaling de gain et de puissance ...), de pré-dimensionnement du circuit (nombre d'étages, développement unitaire des transistors, nombre de transistors par étage, ...), de calcul de contraintes sur des éléments passifs (limites en courant DC des résistances, des lignes et des selfs, limites RF, ...). Tous ces calculs sont donc très coûteux en temps, et de plus ne peuvent pas être mis en œuvre sur des quantités d'informations importantes. C'est pourquoi, afin de faire gagner du temps au concepteur, et de profiter de la puissance de la base de données, nous avons développé des programmes applicatifs de règles de conception, couplés à la base de données. Ces programmes permettent d'effectuer des calculs rapides sur une grande quantité d'informations et permettent d'explorer par exemple des configurations de circuits très variées.

Un exemple de ces programmes applicatifs est présenté au §III.C dans le cadre du module dédié aux amplificateurs de puissance bande-étroite. Ces programmes sont développés en *Java* pour ceux contenus dans l'application, mais peuvent être personnalisés et écrits dans n'importe quel langage. Des fonctions de l'assistant et des fichiers d'aide permettent le développement de nouveaux programmes applicatifs et leur intégration facile dans l'assistant (voir §III.A.3.b.ii).

III.B. Bibliothèque technologique

Une des briques de base les plus importantes de l'outil d'assistance à la conception est la bibliothèque technologique qui regroupe toutes les données technologiques disponibles. Nous avons vu dans le paragraphe §II.A qu'un concepteur aujourd'hui, lorsqu'il dessine un circuit, a un vaste choix de technologies de composants, et notamment de composants actifs. Or, parmi ce vaste éventail de technologies et de composants, le concepteur doit réaliser un choix judicieux et éclairé, puisque ce choix va conditionner le reste du déroulement de la conception, et au final sa réussite.

B.1. Contenu

Le premier objectif recherché par la bibliothèque technologique est donc de répertorier le maximum d'informations sur ces technologies et ces composants, afin que le concepteur ait tous les éléments à sa disposition pour effectuer son choix. Le choix le plus crucial pour la conception d'un circuit MMIC étant le choix du ou des composants actifs, la bibliothèque technologique a dans un premier temps été développée pour contenir toutes les informations relatives aux transistors.

Elle contient donc différentes fonderies, avec des renseignements généraux sur ces fonderies, et pour chaque fonderie sont répertoriées les différentes filières. Chaque filière est décrite par des attributs, et comporte un certain nombre de transistors (Figure III-15), eux aussi décrits par des attributs. Les fichiers de mesures relatifs à un transistor, ainsi que les modèles électriques, s'il y en a, peuvent également être enregistrés dans la base de données. De plus, chaque transistor, peut être caractérisé, pour une fréquence donnée et un point de polarisation défini, au sein de la bibliothèque technologique. Des interfaces ont été développées implémentant toutes les étapes de la caractérisation d'un transistor, des analyses statiques et

linéaires, aux analyses en puissance (1 à n harmoniques), en passant par la détermination de ses impédances de charge optimales. On va ainsi définir dans la base de données un mode de fonctionnement du transistor. Toutes les performances de ce mode de fonctionnement peuvent être obtenues à partir de données fonderie, de mesures, de simulation, ou encore par déduction.

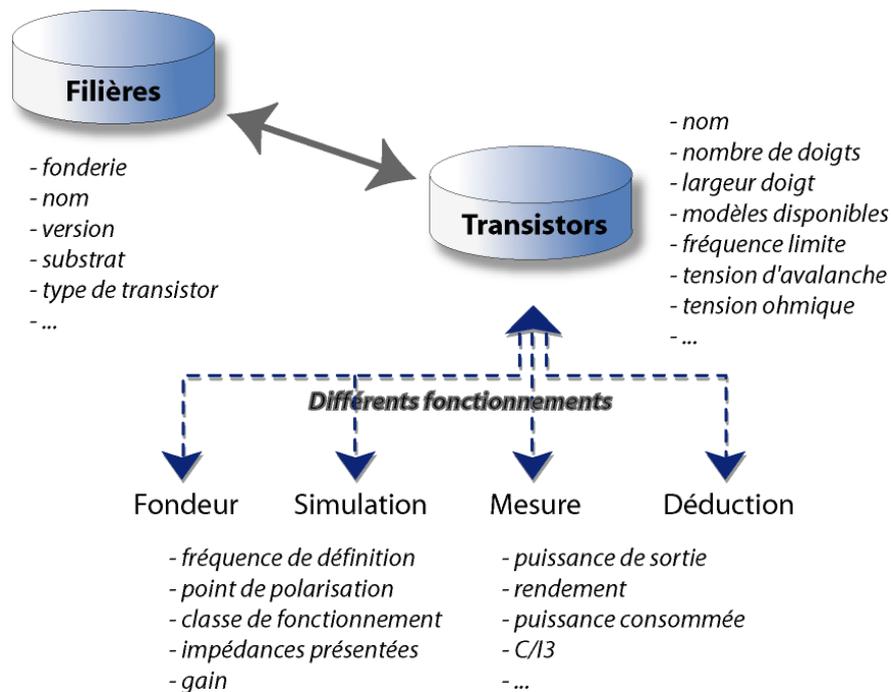


Figure III-15 : Contenu de la bibliothèque technologique

Un composant actif donné, prenons ici un transistor de puissance, d'une filière donnée, peut être utilisé dans plusieurs amplificateurs de puissance, de telle sorte que son optimisation en puissance est souvent requise, et repose sur le même cycle d'analyse linéaire et non-linéaire. Par conséquent, pour un transistor de puissance qui a déjà été caractérisé, ses fichiers templates de simulation (format CAO), donnant les paramètres optimums pour un point de fonctionnement donné, sont sauvegardés dans la base de données avec leurs spécifications. Ils peuvent donc être récupérés à partir de requêtes sur leurs spécifications, et être efficacement réutilisés comme point de départ par un autre concepteur utilisant le même transistor.

Des données technologiques sont déjà comprises dans la base de données de l'assistant, et vont être enrichies à chaque fois qu'un concepteur va renseigner une nouvelle filière, un nouveau transistor, ou un nouveau mode de fonctionnement d'un transistor. Tout cela va constituer une mine d'informations sur lesquelles des calculs rapides vont pouvoir être

effectués, automatisés par des programmes, de comparaison et de sélection, voire d'évaluation des performances.

La bibliothèque technologique de l'outil d'assistance à la conception a dans un premier temps été développée pour les transistors sur puce, utilisés dans la conception des circuits MMIC. Elle est actuellement étendue aux transistors packagés, utilisés pour la conception des circuits hybrides. La structure informatique de la bibliothèque a de toute façon été prévue pour pouvoir être étendue à tous types de composants, actifs ou passifs. Par exemple, dans le cadre du développement du deuxième module de l'assistant dédié aux oscillateurs à faible bruit de phase, la bibliothèque est étendue aux composants passifs que sont les résonateurs diélectriques.

B.2. Mode de gestion

Un autre aspect important concernant la bibliothèque technologique est son mode de gestion. La bibliothèque est constituée d'une partie publique, qui recueille les données technologiques que l'on vient de décrire, et qui est accessible à tous les concepteurs, uniquement en consultation. La bibliothèque comporte également une partie privée propre à chaque concepteur.

Ainsi, un concepteur A (Figure III-16) peut consulter et récupérer les données de la partie publique de la bibliothèque, et a une partie privée qui lui est propre, pour soit modifier des données de la partie publique qu'il a récupéré, soit renseigner de nouvelles données, comme par exemple une filière A et un transistor A. Le concepteur B a lui aussi un accès aux données de la partie publique, et une partie privée pour travailler, par contre il n'a pas accès à la partie privée A.

Cette différenciation des parties privé/ public a pour but de préserver la confidentialité des informations d'une part, mais aussi d'assurer la validité de ces informations. On peut en effet supposer que le concepteur A soit par exemple un concepteur débutant, ou bien qu'il soit entrain de faire des tests, et qu'il rentre des informations fausses. Il n'est alors pas judicieux que le concepteur B puisse se servir de ces informations erronées comme point de départ d'une nouvelle conception.

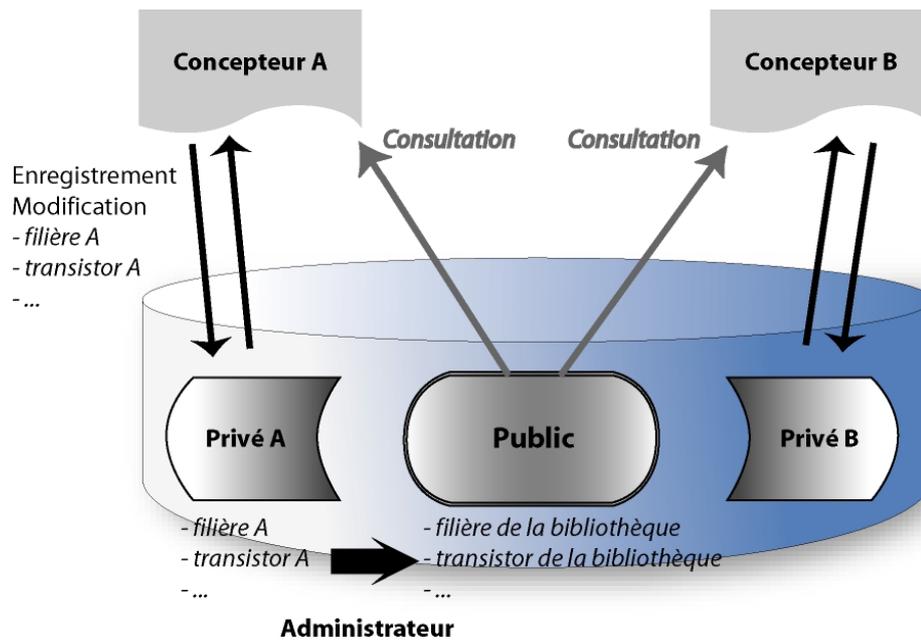


Figure III-16 : Mode de gestion de la bibliothèque technologique

Cependant, un des principaux objectifs de l'assistant reste la mise en commun des ressources. Il est donc prévu une étape qui permet de faire passer une filière A et un transistor A de la partie privée A vers la partie publique de la bibliothèque. Cette étape passe par la validation par un administrateur, sur requête du concepteur A, de cette filière et de ce transistor, qui vont devenir une filière et un transistor de la bibliothèque, accessibles à tous.

Ce principe de validation des données par un administrateur assure la confidentialité et la validité des informations archivées.

B.3. Implémentation

3.a. Interface principale

L'interface principale de la bibliothèque technologique est représentée Figure III-17. Elle est constituée de plusieurs parties, avec dans sa partie gauche une arborescence, qui permet d'avoir une vision globale et rapide de toutes les fonderies/ filières/ composants répertoriés dans la bibliothèque technologique (illustré ici pour les transistors sur puce). A chaque item de l'arborescence correspond dans la partie droite un onglet, qui est spécifique suivant que l'on soit au niveau fonderie/ filière/ composant, et qui permet d'afficher tous les renseignements sur l'item concerné. Enfin, dans la partie supérieure de l'interface, une barre de menu propose plusieurs fonctionnalités, à commencer par le type de composant que l'on souhaite. L'utilisateur peut également choisir le mode d'affichage qu'il souhaite pour la partie

arborescente, avec par exemple un tri par fonderie (Figure III-17), ou bien un tri par type de transistor (HEMT, HBT, ...). Le dernier menu sert à ajouter dans la bibliothèque technologique une fonderie, une filière ou un composant.

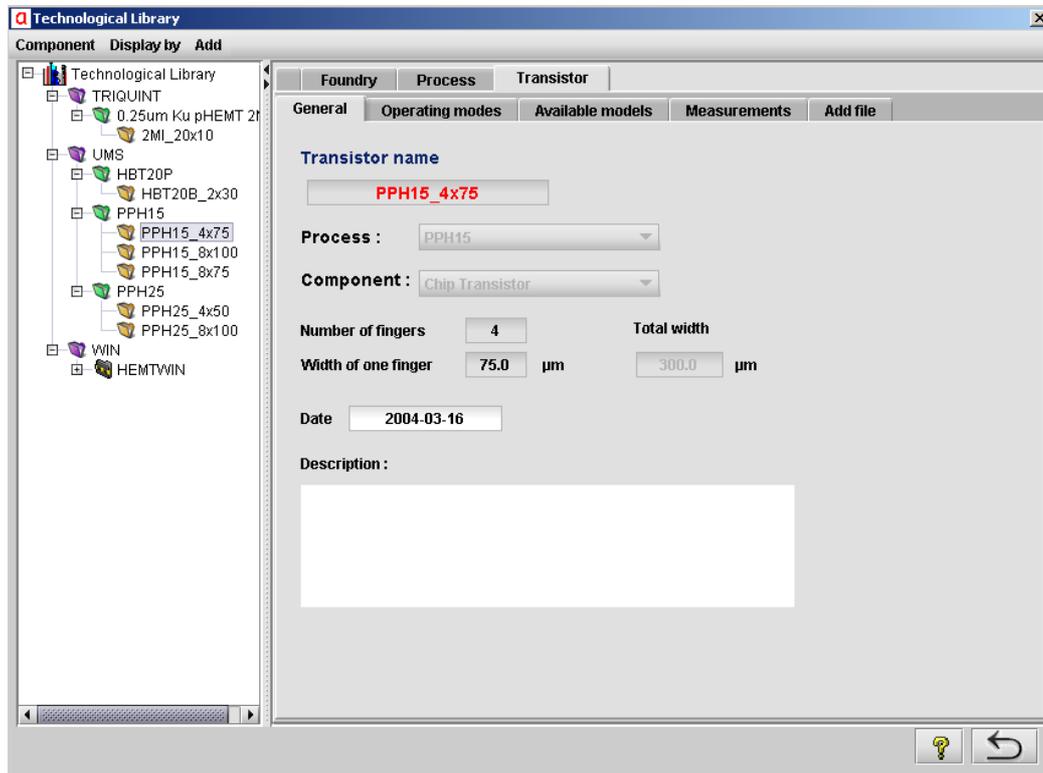


Figure III-17 : Interface principale de la bibliothèque technologique

Les onglets de la partie droite de l'interface permettent d'afficher les renseignements sur les fonderies/ filières/ transistors, avec bien entendu un lien les reliant (un transistor appartient toujours à une filière, qui elle-même appartient à une fonderie). Ces renseignements, très généraux pour le niveau fonderie (nom, coordonnées, site web, ...), se complètent jusqu'au niveau composant (ici transistor). L'onglet transistor est lui-même composé de plusieurs onglets :

- un onglet général (Figure III-17), qui renseigne sur les caractéristiques principales du transistor (nom, nombre de doigt et largeur d'un doigt, développement total, date de mise à jour, et éventuellement une description).
- un onglet modes de fonctionnement (Figure III-18), qui permet de lister les différents modes de fonctionnement d'un transistor qui existent dans la base de données. C'est à

partir de cet onglet que le concepteur peut aussi en ajouter un nouveau, accéder à un existant, ou en copier un, par exemple de la partie publique dans son espace de travail.

- un onglet modèles disponibles (Figure III-18) qui permet de lister les différents modèles électriques disponibles de ce transistor, suivant le logiciel de simulation utilisé. Cet onglet permet de télécharger ces modèles, et d'en ajouter de nouveaux.
- un onglet mesures qui permet de lister tous les fichiers de mesure existant sur ce transistor. Là encore, l'onglet permet de télécharger ces fichiers, ou d'en rajouter.

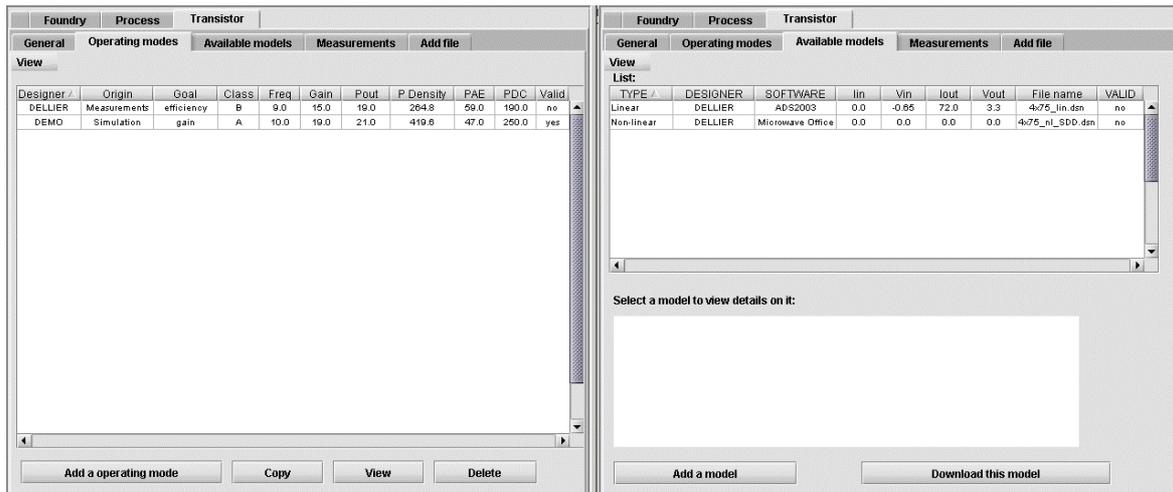


Figure III-18 : Onglets 'modes de fonctionnement' et 'modèles disponibles' d'un transistor de la bibliothèque technologique

La bibliothèque technologique propose donc des informations très complètes sur les transistors, et permet de rassembler dans un même outil, toutes les ressources technologiques nécessaires au concepteur. Un niveau supplémentaire de richesse des ressources est franchi avec la partie modes de fonctionnement des transistors.

3.b. Modes de fonctionnement d'un transistor

Comme nous l'avons vu au §II.B.3.b, un des points clés pour la conception d'un amplificateur de puissance est la détermination des conditions optimales de fonctionnement des transistors utilisés. Une interface (Figure III-19) a été spécialement développée dans le cadre de la bibliothèque technologique, implémentant toutes les étapes nécessaires à la détermination d'un mode de fonctionnement d'un transistor. Ces étapes concernent les caractéristiques statiques et petit signal du transistor, la détermination de ses impédances de charges optimales, ainsi que les analyses en puissance monoporteuse, voir bi et multi-porteuses. Le

concepteur doit tout d'abord renseigner les informations générales du mode de fonctionnement (Figure III-19), puis peut dérouler chacune des étapes. Chaque étape peut être renseignée soit à partir de données fondeur, soit à partir de résultats de simulation, soit encore à partir de données de mesures.

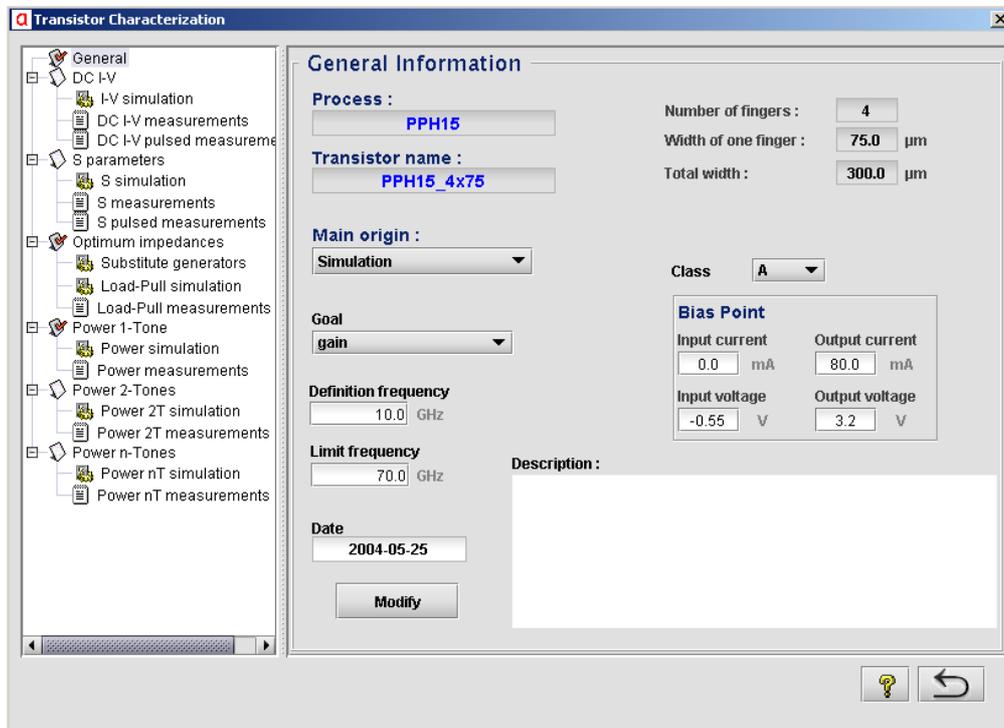


Figure III-19 : Interface pour la caractérisation d'un mode de fonctionnement d'un transistor

Pour illustrer la réalisation d'une étape en simulation, la Figure III-20 montre le panel permettant la saisie des résultats de la détermination des impédances optimales du transistor, résultats obtenus à partir d'une simulation du type « Load-Pull ». Ce panel, outre la partie pour la saisie des résultats et l'enregistrement du fichier de simulation, comporte trois autres onglets :

- un onglet 'modèle utilisé' permet au concepteur de créer un lien vers le modèle électrique du transistor qu'il utilise pour sa simulation.
- un onglet 'fichiers templates' lui permet de télécharger les fichiers templates générique de simulation pour cette étape, dans un format CAO, ainsi que le fichier d'aide associé. Les fichiers templates de simulation de type « Load-Pull », et d'affichage des résultats, sont représentés sur la Figure III-21. Le concepteur doit insérer son modèle de transistor, configurer les paramètres de la simulation, et les résultats s'affichent

alors déjà mis en forme, avec ici le tracé des cercles à contour constant en gain, puissance et rendement en puissance ajoutée, ainsi que l'estimation des performances et la tracé du cycle de charge pour l'impédance de charge choisie.

- un onglet 'fichiers instanciés' lui permet de voir si des simulations « Load-Pull » ont déjà été réalisées sur ce transistor, auquel cas les conditions de ces simulations sont listées (fréquence, point de polarisation, impédances, performances). Il peut alors choisir une de ces simulations (la plus proche de ses besoins) et télécharger le fichier de simulation associé pour s'en servir comme initialisation de l'étape.

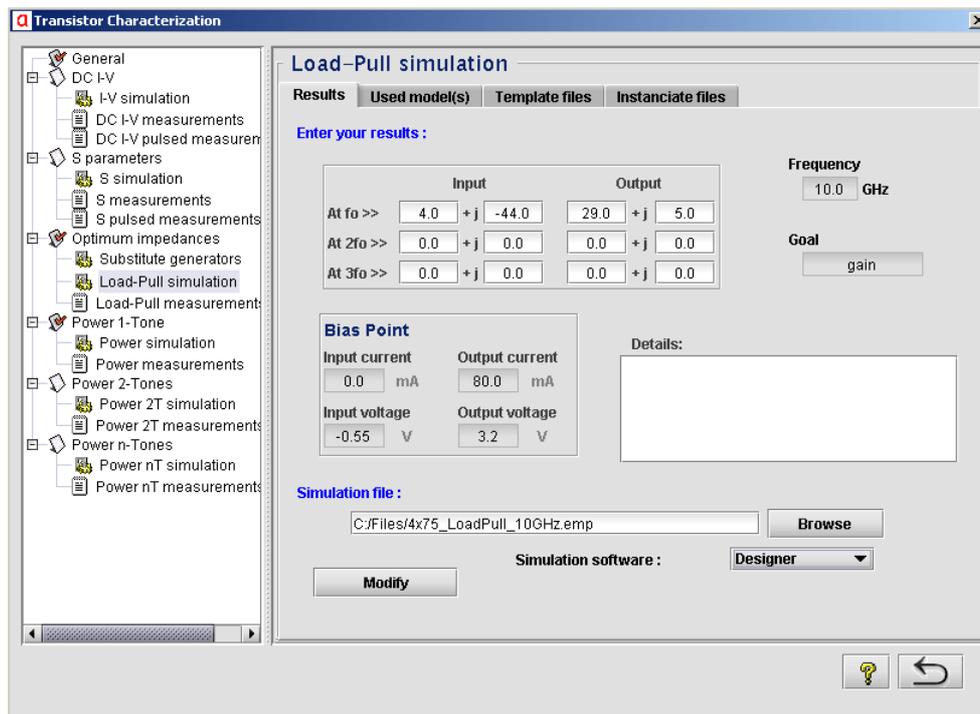


Figure III-20 : Etape de simulation « Load-Pull » pour la détermination des impédances optimales

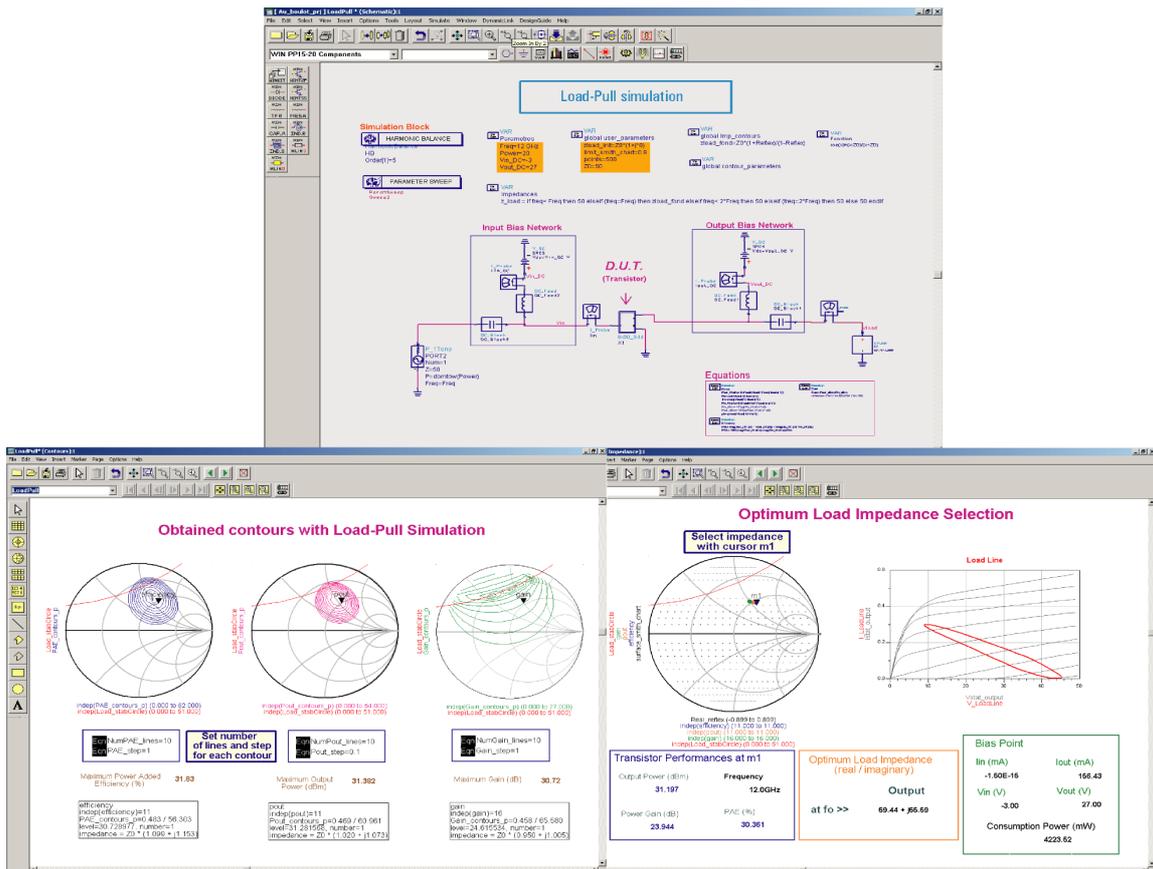


Figure III-21 : Templates de simulation « Load-Pull »

Lorsque le concepteur a finalisé l'étape et qu'il sauvegarde ses résultats, l'assistant lui propose par défaut de sauvegarder son fichier de simulation comme fichier instancié. Ce fichier est alors stocké dans la base de données, avec ses spécifications, et pourra être réutilisé par le concepteur lui-même ou par un autre concepteur lors d'une prochaine conception.

III.C. Module dédié aux amplificateurs de puissance bande-étroite

L'outil d'assistance à la conception propose en outre, des modules spécifiques dédiés aux principales fonctions micro-ondes. Pour une fonction micro-onde donnée, un guide de conception, propose une démarche de conception étape par étape, des spécifications du circuit au circuit final. A chaque étape sont associés des méthodologies spécifiques, des simulations génériques (fichiers templates), et des fichiers d'aide. Bien que toutes les étapes d'une conception soient fortement imbriquées les unes aux autres (i.e. la synthèse des circuits de polarisation influe directement sur la stabilité, les charges aux harmoniques, ...), le processus de conception peut être pensé comme un diagramme de flux adaptable, ou chaque étape est

décrite indépendamment. Le guide de conception implémente alors différentes possibilités de passage d'une étape à l'autre. De plus, les ajouts de nouvelles étapes de conception, de nouvelles méthodologies, ou encore de nouvelles simulations génériques permettent de faire évoluer et de personnaliser le guide de conception.

Le premier module qui a été implémenté au sein de l'outil d'assistance à la conception est dédié aux amplificateurs de puissance bande-étroite. La description du processus de conception de cette fonction micro-onde a fait l'objet du paragraphe II.B de ce manuscrit. Il s'agit maintenant de voir comment nous avons implémenté le 'script' (gestion des interfaces définissant l'enchaînement des tâches de conception en parallèle ou en série) du guide de conception dédié à cette fonction, afin de répondre au mieux aux attentes des concepteurs.

L'utilisateur a accès à ce module à partir de l'interface principale de l'assistant (Figure III-9). Le guide de conception est implémenté dans une interface unique, qui va évoluer au fur et à mesure de l'avancement d'une conception. A l'ouverture de cette interface, le concepteur voit la liste de ses conceptions en cours, à partir de laquelle il choisit la conception sur laquelle il souhaite travailler. Une interface similaire lui permet de consulter l'ensemble des conceptions de la partie publique de la base de données. Chaque conception est repérée par son nom, ses dates de création et de réalisation (ou de dernière modification), le logiciel de simulation utilisé par défaut, et éventuellement un commentaire du concepteur.

Cette interface permet également de démarrer une nouvelle conception, qui va commencer par la définition de ses spécifications.

C.1. Les spécifications

La saisie des spécifications est une étape obligatoire dans l'assistant, pour toute nouvelle conception. Ces spécifications déterminent en effet les choix technologiques que va être conduit à faire le concepteur, mais aussi la topologie du circuit, ou encore les analyses et méthodes CAO nécessaires à l'obtention de ces objectifs. De plus, ces spécifications permettent de référencer la conception dans la base de données, et donc le soin apporté à la saisie de ces dernières conditionne la récupération efficace de la conception dans la base de données.

Dans l'interface de saisie des spécifications (Figure III-25), on peut noter que certaines spécifications sont différenciées par rapport aux autres. Ce sont les spécifications qui sont nécessaires au bon fonctionnement des programmes applicatifs (*'Necessary specifications'*) que l'on va pouvoir lancer à partir de celles-ci. Parmi les autres spécifications, la liste n'est pas figée afin de pouvoir s'adapter aux différents cas possibles, et une fonction permet de rajouter facilement une ou plusieurs spécifications (*'Add a specification'*).

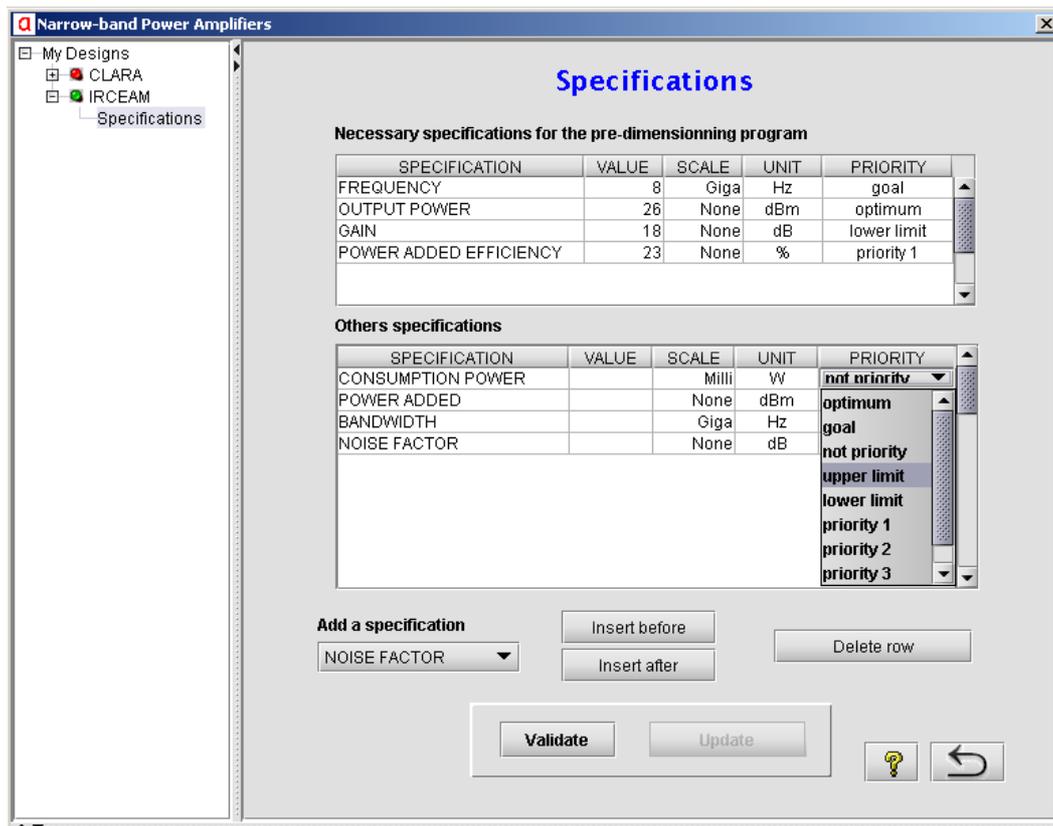


Figure III-22 : Interface de saisie des spécifications

Chaque spécification est définie par sa valeur nominale, un facteur d'échelle, et son unité par défaut. Le concepteur a de plus la possibilité d'affecter un poids sur chacune d'elles, c'est-à-dire de définir les priorités entre les spécifications. Ces priorités permettent alors de mettre en œuvre un certain nombre de critères et de règles de décision, afin d'appliquer des règles de conception à des contraintes multi-objectifs dans les programmes applicatifs.

La validation des spécifications de l'amplificateur, qui peuvent toutefois être modifiées par la suite, donne accès à la suite du guide de conception.

C.2. Le pré-dimensionnement de l'amplificateur

A partir de la saisie de ces spécifications, il est possible de lancer des programmes applicatifs de règles de conception. Le premier programme qui a été développé, et qui est intégré dans l'assistant, est un programme de pré-dimensionnement de l'amplificateur de puissance. Le principe de ce programme est, à partir de ces spécifications, et à partir de la définition de certaines contraintes (nombre maximum d'étages, pertes, recul en puissance, ..), d'explorer la bibliothèque technologique et ses différentes filières et transistors, afin de sélectionner pour le concepteur les composants adaptés, et d'effectuer des calculs analytiques afin de construire les topologies d'amplificateurs à structure arborescentes, permettant d'atteindre les spécifications.

La Figure III-23 représente l'interface du programme de pré-dimensionnement. Dans la partie haute, le concepteur peut définir différentes contraintes (nombre maximum d'étages et recul en puissance de l'étage de sortie et des drivers), et estimer les pertes des circuits d'adaptation d'entrée, inter-étages, et de sortie.

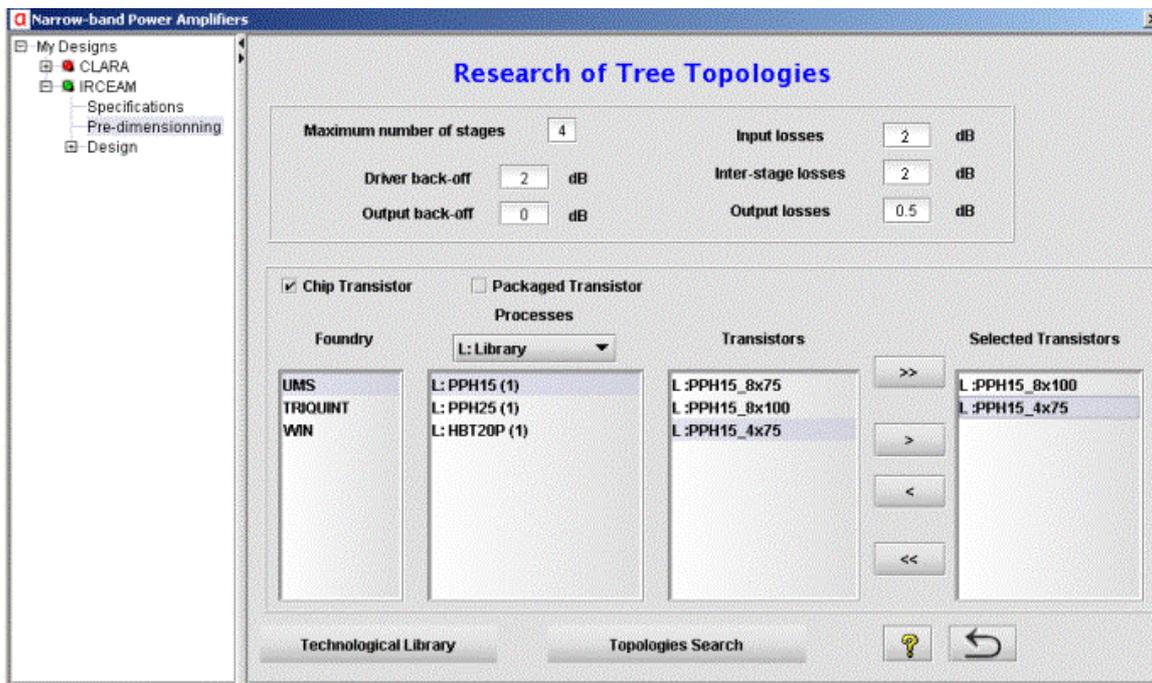


Figure III-23 : Interface du programme de pré-dimensionnement

Le concepteur choisit ensuite le type de transistor qu'il utilise (*chip* ou *packaged*), et peut effectuer un tri parmi les filières et transistors de la bibliothèque technologique sur lesquels il souhaite lancer le programme applicatif. Pour cela, un 'combo box' lui permet d'indiquer si il

souhaite visualiser les filières (et transistors) de la partie publique de la bibliothèque, uniquement ceux qui lui sont propres, ou bien les deux simultanément.

Le programme qui est exécuté est un programme *Java*, mais comme nous l'avons déjà indiqué, ces programmes applicatifs peuvent être écrits dans d'autres langages.

Après exploration de la base et calcul applicatif, les résultats topologiques du programme de pré-dimensionnement, vérifiant les spécifications, sont affichés dans un tableau (Figure III-24), avec pour chaque topologie proposée, le nom de la filière, le nombre d'étages, le nom des transistors de l'étage de sortie et leur nombre, ainsi que l'estimation des performances de cette topologie (puissance de sortie, gain, rendement en puissance ajoutée, ...).

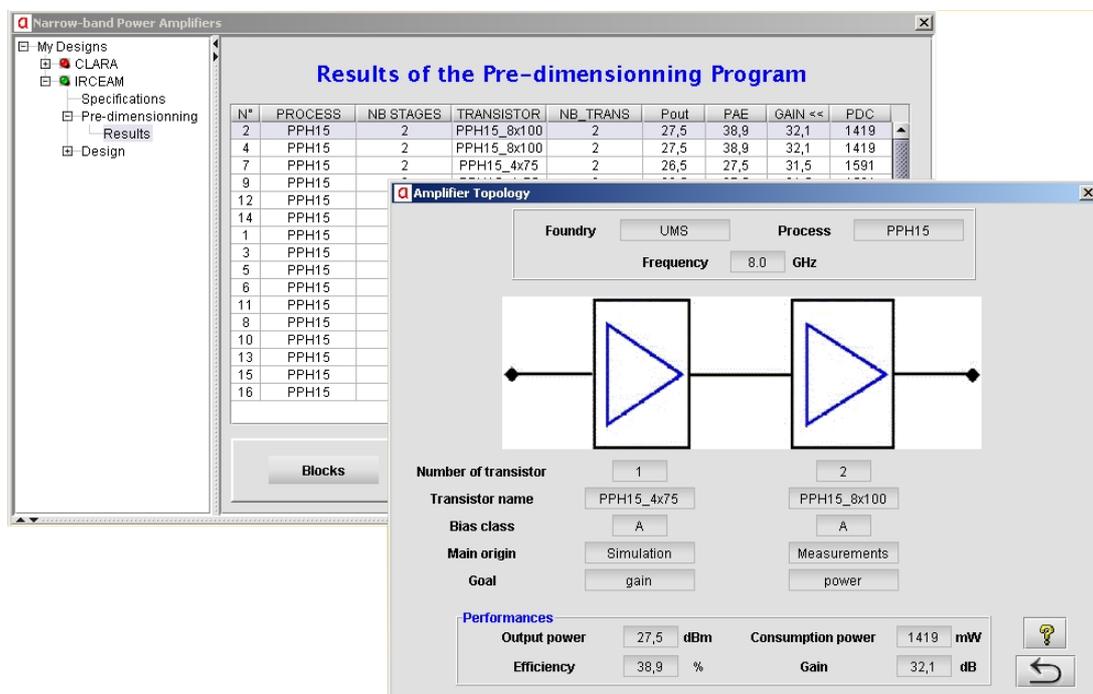


Figure III-24 : Interface d'affichage des résultats du pré-dimensionnement

Ces résultats peuvent être triés et classés suivant différents paramètres, et chaque topologie peut être visualisée sous la forme d'un schéma blocs avec ses principales caractéristiques (Figure III-24).

Le concepteur peut alors sélectionner une de ces topologies comme point de départ de sa conception. Cette sélection a pour effet d'initialiser le guide de conception à partir de ce résultat, c'est à dire le choix des transistors, le nombre de sous-circuits à concevoir, ... Enfin,

il est à noter que cette étape de pré-dimensionnement de l'amplificateur reste une étape facultative.

C.3. Le cœur du guide de conception

Lorsque le concepteur démarre le processus de conception en lui-même, l'interface principale du guide de conception affiche l'amplificateur de puissance sous la forme d'un schéma bloc interactif (Figure III-25), intégrant des blocs actifs (driver, puissance) et des blocs passifs. Si une topologie du programme de pré-dimensionnement a été choisie par le concepteur, l'assistant affiche le nombre d'étages correspondant à la topologie sélectionnée. Dans tous les cas, le concepteur a la possibilité d'ajouter ou d'enlever facilement un étage driver à l'aide d'un menu contextuel. Le concepteur peut choisir d'implémenter les différentes étapes suivant l'ordre préconisé par le guide de conception, ou suivant ses propres critères.

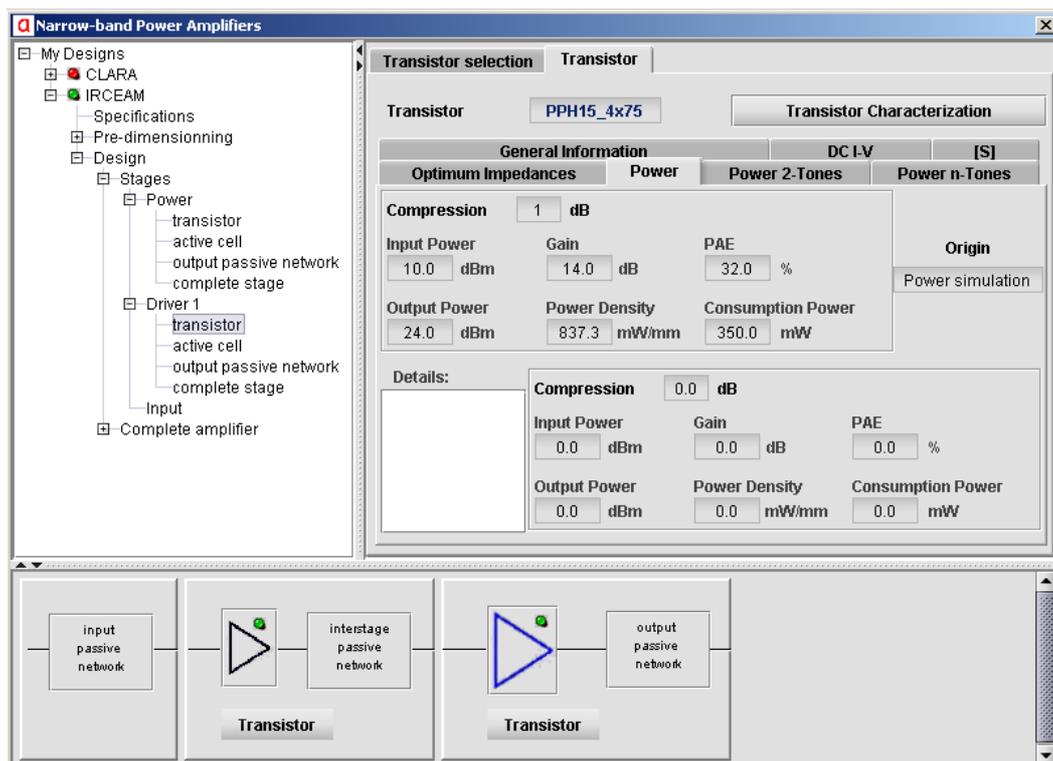


Figure III-25 : Interface principale du guide de conception

Pour chaque bloc (actif/passif), des méthodes de simulation et d'optimisation spécifiques sont proposées, ainsi que des fichiers d'aide et des fichiers templates de sous-circuit (générique ou instance), sélectionnés à partir de leurs caractéristiques associées. A noter qu'à chaque sous-ensemble du schéma bloc interactif de la partie basse de l'interface, correspond une branche

de l'arborescence de la partie gauche. Ceci a été fait pour privilégier la convivialité de l'assistant, avec des concepteurs qui se retrouveront très bien dans une arborescence, tandis que d'autres préféreront une approche plus visuelle.

Comme nous l'avons déjà vu, l'étape clé dans une conception d'amplificateur de puissance, est la détermination des conditions de fonctionnement optimales des composants actifs (polarisation, impédances au fondamental et aux harmoniques, ...), afin d'atteindre le compromis requis entre puissance de sortie, rendement, gain, linéarité, ... Cette étape est réalisée à travers l'interface de caractérisation d'un mode de fonctionnement d'un transistor, que l'on a décrit dans le cadre de la bibliothèque technologique (§III.B.3.b), et que l'on retrouve ici, insérée sous forme de panels au sein de l'interface du guide de conception (Figure III-25).

Lorsque l'analyse et l'optimisation des blocs actifs sont réalisées, toutes les performances requises pour les circuits passifs (impédances entrée/ sortie au fondamental et aux harmoniques, pertes, bande-passante, ...) sont initialisées afin d'atteindre les spécifications au niveau bloc. Les objectifs à atteindre par le circuit d'adaptation de sortie sont donc connus. De plus, l'exploration de la base de données et la sélection d'un fichier template instancié, pour ce circuit de sortie, dont les spécifications sont proches de celles requises, peut permettre d'initialiser ce circuit d'adaptation de sortie (topologie et valeur des éléments). Ensuite, la conception du circuit de sortie repose sur des méthodes de simulation AC et d'optimisation spécifiques (fichiers templates), dont le but est de réaliser l'adaptation en puissance (synthèse des impédances au fondamental et aux harmoniques), tout en minimisant les pertes de transmission.

Cette étape de la conception est suivie de l'analyse non-linéaire du dernier bloc actif connecté à son circuit de sortie, afin d'affiner le circuit d'adaptation de sortie en contrôlant ses effets sur les performances en puissance. A la fin de cette étape, les impédances d'entrée du bloc de puissance sont déterminées au niveau de puissance requis, et définissent les spécifications d'adaptation du bloc passif inter-étage à synthétiser. Ce processus se poursuit jusqu'à atteindre le circuit d'entrée final de l'amplificateur.

Durant ce processus itératif de conception, les interactions entre les sous-circuits (passif/ actif) sont analysées méthodiquement, et le plus tôt possible afin de gagner en efficacité et d'éviter

des problèmes au niveau circuit. Par exemple, il est important de vérifier la stabilité linéaire/non-linéaire de chaque étage de puissance, avant de commencer la conception des autres étages, et non pas uniquement à la fin de la conception de l'amplificateur complet.

Les spécifications de chaque bloc du circuit sont directement reliées aux autres blocs du circuit conçu, mais peuvent également être initialisées indépendamment, en sélectionnant dans la base de données des fichiers templates de circuits d'adaptation, de polarisation, ou de circuits complets. En outre, chaque bloc du circuit est sauvegardé avec ses spécifications dans la base de données, de manière indépendante vis à vis de la conception en cours, afin de permettre sa réutilisation efficace lors d'une autre conception, en sélectionnant le sous-circuit à partir de ses performances simulées pour les blocs passifs (niveaux d'impédance synthétisés, pertes, fréquence, ...), comme pour les blocs actifs (niveaux de polarisation, puissance, gain, fréquence, ...).

Une fois que le processus de conception a été entièrement réalisé, différentes simulations linéaires et non-linéaires sont proposées afin de valider les performances du circuit, et sa fiabilité. L'assistant implémente d'une part des méthodes CAO classiques, déjà implémentées dans la plupart des logiciels de CAO commerciaux (analyses de sensibilité, statistique, stabilité linéaire, ...), mais il implémente également d'autre part des analyses et des méthodes spécifiques telles que :

- des méthodes d'analyse non-linéaire de linéarité en présence de stimuli complexes
- une optimisation simultanée des performances dans la bande (gain, adaptation, ...) et de la stabilité intrinsèque (NDF)
- des analyses de stabilité non-linéaire
- ...

Chacune de ces simulations spécifiques est associée à des fichiers template et d'aide sur la méthode qui facilitent à la fois son implémentation CAO, l'interprétation des résultats, et les éventuelles corrections à apporter au circuit. De plus, l'environnement informatique de l'assistant ayant été conçu pour être extrêmement évolutif, cela permet d'intégrer à l'assistant les dernières connaissances, avec soit la mise à jour des méthodes existantes, ou bien l'ajout de nouvelles méthodes.

IV. Conclusion - Perspectives

Les simulateurs CAO non-linéaires ont atteint aujourd'hui un stade de maturité qui permet de concevoir des circuits toujours plus proches de leur réalité physique. Cependant, dans le même temps, ces circuits, ainsi que les techniques et méthodes CAO permettant de les concevoir, deviennent de plus en plus complexes, et nécessitent un savoir faire conséquent. De plus, les cycles de conception sont très consommateurs de temps, alors que les contraintes économiques imposent des délais toujours plus courts. Le développement d'outils d'assistance à la conception, capables de gérer de très grandes quantités d'informations, peut alors être une voie efficace, pour faciliter et améliorer le processus de conception des circuits micro-ondes.

C'est dans cette optique que depuis les travaux de Cédric Duperrier [76], nous avons modifié l'architecture informatique de l'assistant et implémenté ses nouvelles fonctionnalités en collaboration avec le CNES, et avec l'intervention de la société Transiciel. Après avoir mis en place la structure informatique de l'assistant, à savoir la base de données de type relationnelle et le socle applicatif en Java, nous avons développé la bibliothèque technologique de l'assistant et le premier module consacré aux amplificateurs de puissance bande étroite. Ces premiers développements ont permis de valider le fait que cet outil répond bien aux principaux objectifs qui lui étaient fixés, à savoir :

- de faire gagner du temps au concepteur, en lui permettant de manipuler de grandes quantités d'informations, en optimisant la mise en place des méthodologies de conception, et en assurant la réutilisation efficace des conceptions au niveau composant/ sous-circuit/ circuit.
- de permettre au concepteur de maîtriser la fonction microonde, en proposant des guides de conception spécialisés, comprenant notamment des fichiers d'aide et des fichiers templates (de simulation, circuit, ...).
- de sauvegarder et de diffuser l'expertise, en capitalisant l'expérience d'un groupe de concepteurs (méthodes, cas types, simulations, ...), et en facilitant la description de nouvelles connaissances.

De plus, cet outil a été développé de manière à être le plus évolutif possible pour ne pas figer les connaissances à un état donné, et également dans le souci de laisser le concepteur maître de sa conception.

Les perspectives de cet outil d'assistance à la conception sont liées au développement des futurs modules d'assistance pour les principales fonctions électroniques. Un second module, consacré aux oscillateurs à faible bruit de phase, a d'ores et déjà fait l'objet d'une étude afin de déterminer les étapes de la méthodologie de conception, de réaliser les différents templates d'analyse spécifiques, et d'écrire les fichiers d'aide associés. L'implémentation informatique de ce module doit maintenant être réalisée dans l'assistant. D'autres pistes sont ouvertes pour de futurs modules, dédiés par exemple aux amplificateurs de puissance large bande, voire à des fonctions passives telles que la synthèse des filtres.

D'autre part, les perspectives de cet outil reposent également sur sa diffusion à des partenaires académiques et industriels, au travers de groupes utilisateurs. Des modules d'import/ export de données entre les bases de plusieurs partenaires ont été développés afin de faciliter l'échange de données entre ces partenaires (fondeurs, universités, laboratoires, entreprises, ...), tout en assurant la sécurité et la confidentialité des données privées. Cette mise en réseau de l'assistant doit assurer à terme l'enrichissement de la base de données de l'assistant, avec l'intégration de nouvelles filières et de nouveaux transistors dans la bibliothèque technologique, ainsi que l'enregistrement de réalisations d'amplificateurs de puissance.

Bibliographie

- [76] **DUPERRIER C.**, “Développement d’un logiciel d’assistance à la conception des circuits non linéaires microondes. Application à l’amplification distribuée non uniforme de puissance à très large bande en technologie MMIC”, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, n°67-2001, Décembre 2001.
- [77] **LARSON L.E. and DELANEY M.J.**, “*Applications of Si/SiGe technology for high-speed communications systems*”, IEEE MTT Microwave Symposium Digest, vol. 3, pp. 1077-1080, 1999.
- [78] www.research.ibm.com
- [79] **CHEN Y.C., INGRAM D.L. and Al.**, “*A single chip 1-W InP HEMT V-band module*”, GaAs Symposium Digest, pp. 149-152, 1999.
- [80] **AGARWAL B., SCHMITZ A.E. and Al.**, “*112 GHz, 157 GHz, and 180 GHz InP HEMT traveling-wave amplifiers*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, n°12, pp. 2253-2259, Dec. 1998.
- [81] **MEAD C.A.**, “*Schottky barrier gate field effect transistor*”, IEEE Proceedings, vol. 54, n°2, pp. 307-308, Feb. 1966.
- [82] **HOOPER W.W. and LEHRER W.I.**, “*An epitaxial GaAs field-effect transistor*”, IEEE Proceedings, vol. 55, n°7, pp. 1237-1238, July 1967.
- [83] **PENGELLY R.S. and TURNER J.A.**, “*Monolithic broadband GaAs FET amplifiers*”, Electronics Letters, vol. 12, n°10, pp. 251-251, 1976.
- [84] **HSU S.S.H., BAYRAKTAROGLU B. and PAVLIDIS D.**, “*Comparison of conventional and thermally-stable cascode (TSC) AlGaAs/GaAs HBTs for microwave power applications*”, Solid State Electronics, vol. 43, pp. 1429-1436, 1999.
- [85] **HUIN F.**, “*Etude des formes d’ondes permettant une optimisation des performances des amplificateurs de puissance. Application à la conception d’amplificateurs, à faible tension de polarisation, pour les communications mobiles*”, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, n°01-2001, Janvier 2001.
- [86] **EL-HAMAMSY S.**, “*Design of high-efficiency RF class-D power amplifier*”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 9, n°3, 1994.

- [87] **SOKAL N.O. and SOKAL A.D.**, “*Class E – a new class of high-efficiency tuned single-ended switching power amplifiers*”, IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 10, pp. 168-176, 1975.
- [88] **COLANTONIO P., GIANNINI F, LEUZZI G. and LIMITI E.**, “*On the class-F power amplifier design*”, Int. Journal of RF & Microwave Computer-Aided Engineering, vol. 9, pp. 129-149, 1998.
- [89] **COLANTONIO P., GIANNINI F, LEUZZI G. and LIMITI E.**, “*Class G approach for low-voltage, high-efficiency PA design*”, Int. Journal of RF & Microwave Computer-Aided Engineering, vol. 10, pp. 366-378, 2000.
- [90] **COLANTONIO P., GIANNINI F, LEUZZI G. and LIMITI E.**, “*Multiharmonic manipulation for highly efficient microwave power amplifiers*”, Int. Journal of RF & Microwave Computer-Aided Engineering, vol. 11, pp. 366-384, 2001.
- [91] **ANHOLT R.**, “*Electrical and Thermal Characterization of MESFETs, HEMTs, and HBTs*”, Artech House, Boston, 1994.
- [92] **KOMARU M. and Al.**, “*Study on D.C. bias mode for common emitter HBT*”, IEEE Solid-State Electronics, Vol. 38, n°9, pp 1649-1651, 1995.
- [93] **BOUYASSE P., NEBUS J.M., COUPAT J.M. and VILLOTTE J.P.**, “*A novel accurate load-pull setup allowing the characterization of highly mismatched power transistors*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 42, n°2, pp 327-332, Feb. 1994.
- [94] **BARATAUD D., ARNAUD C., THIBAUD B. and Al.**, “*Measurements of time domain voltage/current waveforms at RF and microwave frequencies based on the use of a vector network analyser for the characterization of nonlinear devices. Application to high efficiency power amplifiers and frequency multipliers*”, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, Vol. 47, n°5, pp 1259-1264, Oct. 1998.
- [95] **OBREGON J., NGOYA E., CAMPOVECCHIO M. and CAMIADE M.**, “*Graphical method spots power-FET operating points*”, Microwave & RF Journal, Vol. 28, n°2, pp 91-96, Feb. 1989.
- [96] **THIBAUD B., BARATAUD D., CAMPOVECCHIO M. and Al.**, “*CAD oriented design method of frequency multipliers. Application to a millimeterwave MMIC PHEMT tripler and microwave HBT doubler*”, IEEE MTT-S Digest, pp 1747-1750, Anaheim, June 1999.

- [97] **MALLET A.**, “Optimisation des conditions de fonctionnement du transistor bipolaire à hétérojonction pour l’amplification de puissance à haut rendement”, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, n°53-96, Novembre 1996.
- [98] **BECCIOLINI B.**, “*Impedance matching networks applied to RF power transistors*”, Motorola Semiconductor application note, AN721, 1993.
- [99] **MONTEITH D.H. and PURVIANCE J.E.**, “*High-yield narrow-band matching structures*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 36, n°12, pp 1621-1628, December 1988.
- [100] **WALKER J.L.B.**, “*High-power GaAs FET amplifiers*”, Artech House, 1993.
- [101] **MARSH S.P.**, “*MMIC power splitting and combining techniques*”, IEE Tutorial Colloquium on MMIC Design, London, pp 6/1-7 1997.
- [102] **SUEMATSU N.**, “*Transfer Characteristic of IM3 Relative Phase for a GaAs FET Amplifier*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, n°12, December 1997.
- [103] **ROLLET J.M.**, “*Stability and power gain invariants of linear two-ports*”, IRE Transactions on Circuit Theory, vol. CT-9, pp 29-32, March 1962.
- [104] **EDWARDS M.L. and SINSKY J.H.**, “*A new criterion for linear 2-port stability using geometrically derived parameters*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, n°12, pp 2303-2311, December 1992.
- [105] **BIANCO P., GHIONE G. and PIROLA M.**, “*New simple proofs of the two-port stability criterium in terms of the single stability parameter μ_1 (μ_2)*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, n°6, pp 1073-1076, June 2001.
- [106] **PLATZKER A.**, “*Instabilities diagnosis and the role of K in microwave circuits*”, IEEE MTT Symposium Digest, pp 1185-1188, June 1993.
- [107] **SUAREZ A., MORALES J. and QUERE R.**, “*Synchronization analysis of autonomous microwave circuits using new global stability analysis tools*”, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, n°5, pp 494-504, May 1998.
- [108] **MONS S.**, “*Nouvelles méthodes d’analyse de stabilité intégrées à la CAO des circuits monolithiques microondes non linéaires*”, Thèse de Doctorat, Université de Limoges, n°8-99, Janvier 1999.
- [109] **CAMPOVECCHIO M., NALLATAMBY J.C., MONS S. and Al.**, “*Stability analysis of Millimeter-Wave circuits. Application to DC-40GHz PHEMT amplifier and Ku-band HBT*”

- power amplifier*”, Conférence invitée, 30th European Microwave Conference, vol. 2, pp 294-297, Paris, Oct. 2000.
- [110] **CAMPOVECCHIO M.**, “*Méthodes et outils d’aide à la conception des dispositifs actifs haute fréquence*”, Habilitation à Diriger des Recherches, Université de Limoges, Décembre 2000.
- [111] **SUAREZ A. and QUERE R.**, “*Stability Analysis of Nonlinear Microwave Circuits*”, Artech House Publishers.
- [112] **MONS S., PEREZ M.A., QUERE R. and OBREGON J.**, “A unified approach for the linear and non linear stability analysis of microwave circuits using commercially available tools”, IEEE MTT Symposium Digest, pp 993-996, Anaheim, June 1999.
- [113] **MONS S., GASSELING T., QUERE R. and MALLET A.**, “*Stabilité non linéaire des amplificateurs de puissance MMICs – un outil efficace pour le concepteur*”, Journées Nationales Microondes, Lille, Mai 2003.
- [114] **JUGO J., PORTILLA J., ANAKABE A., SUAREZ A. and COLLANTES J.M.**, “*Closed-loop stability analysis of microwave amplifiers*”, Electronics Letters, vol. 37, n°4, pp 226-228, 2001.
- [115] **ANAKABE A., MONS S., PORTILLA J. and Al.**, “*Analysis and elimination of parametric oscillations in monolithic power amplifiers*”, IEEE MTT-S Digest, pp 2181-2183, 2002.
- [116] **ANAKABE A., COLLANTES J.M., MALLET A. and Al.**, “*STAN: An efficient tool for nonlinear stability analysis*”, Invited Paper, RF&Hyper, April 2004.
- [117] **DUBOIS P.**, “*MySQL*”, Collection New Riders, Professional Library, 2000.
- [118] **MATHERON J.P.**, “*Comprendre MERISE: outils conceptuels et organisationnels*”, Ed. Eyrolles, Oct. 2002.
- [119] **CAMPIONE M. and WALRATH K.**, “*The Java tutorial, second edition: object-oriented programming for the internet*”, Addison-Wesley Longman Inc., 1998.
- [120] **CAMPIONE M., WALRATH K. and HUML A.** “*The Java tutorial continued: the rest of the JDK*”, Addison-Wesley Longman Inc., 1998.
- [121] **WALRATH K. and CAMPIONE M.** “*The JFC swing tutorial: a guide to constructing GUIs*”, Addison-Wesley Longman Inc., 1998.
- [122] **GAMMA E. and BECK K.** “*Eclipse: principes, patterns et plugins*”, Campus Press, 2004.

Conclusion générale

La conception des circuits micro-ondes constitue aujourd'hui un enjeu majeur pour pouvoir fournir, à partir des technologies développées, des circuits capables de répondre aux exigences techniques et économiques des nouveaux systèmes intégrant ces circuits. La démarche de conception d'un circuit micro-onde est confrontée d'une part à une complexité croissante des techniques et outils à mettre en œuvre, et d'autre part à une pression accrue sur les temps et les coûts de développement. Le concepteur de circuit doit alors structurer et organiser sa démarche de conception pour gagner en efficacité, et dans un même temps être capable d'adapter sa démarche à de nouvelles technologies, ou de nouvelles applications.

Les travaux présentés dans ce manuscrit s'inscrivent dans ce cadre et sont consacrés à l'étude et au développement de méthodologies de conception et d'un outil d'assistance à la conception des circuits micro-ondes.

Dans la première partie de ce manuscrit, une méthodologie de conception de driver de MEA, permettant la prise en compte directe dans la phase de CAO hyperfréquence, du composant optique et de ses caractéristiques, a été présentée. Cette méthodologie a été appliquée dans le cadre d'une collaboration avec le laboratoire Alcatel – Opto+, et a donné lieu à la réalisation d'un circuit driver MMIC de commande à 40 GHz, en technologie pHEMT 0.15 μm AsGa d'OMMIC. Le driver de commande MMIC, dont les performances mesurées sont très proches de celles simulées, a été intégré en module avec un MEA de 200 μm de long. Les premières mesures du niveau relatif de réponse électro-optique de ce module, malgré des conditions non-idéales (MEA différent de celui pris en compte lors des simulations, saturation en puissance du driver), ont permis de mettre en évidence l'intérêt du driver MMIC. Il a ainsi été mesuré une amélioration de plus de 20 dB dans la bande de fréquence 39.5-42 GHz, due au driver MMIC. De plus, les mesures du train d'impulsions optiques généré à 40 Gbit/s par la fonction driver MMIC + MEA sont très prometteuses, puisque pour une puissance électrique en entrée du driver de -7 dBm, des impulsions optiques à 40 Gbit/s ont été mesurées avec une largeur à mi-hauteur d'environ 10 ps et un taux d'extinction optique dynamique supérieur à

15 dB. Ce travail a donc permis de valider la méthode spécifique de conception, et plus généralement a permis de démontrer l'intérêt de la fonction driver + MEA sur InP pour la génération d'impulsions optiques très courtes et avec un fort taux d'extinction à 40 GHz.

Les perspectives de ce travail s'inscrivent dans l'évolution de la méthodologie de conception développée, afin de l'adapter à de nouvelles configurations de module électro-optique. En plus du suivi des évolutions que connaissent les MEAs, des pistes semblent très intéressantes pour par exemple commander le MEA non plus avec un signal sinusoïdal, mais avec un signal pré-formé (présence de composantes harmoniques), ou encore pour exploiter des configurations en tandem de ces MEAs.

La seconde partie de ce manuscrit a été consacrée au développement d'un outil d'assistance à la conception des circuits micro-ondes, travail effectué en collaboration avec le CNES. Après avoir mis en place la nouvelle structure informatique de l'outil, à savoir la base de données relationnelle et le socle applicatif Java, nous avons développé les premières briques de base orientées métier que sont la bibliothèque technologique et le premier module consacré aux amplificateurs de puissance bande-étroite. Ces premiers développements ont permis de valider les potentialités offertes par cet outil, à savoir :

- de faire gagner du temps au concepteur, en lui permettant de manipuler de grandes quantités d'informations, en optimisant la mise en place des méthodologies de conception, et en assurant la réutilisation efficace des conceptions au niveau composant/ sous-circuit/ circuit.
- de permettre au concepteur de maîtriser la fonction micro-onde, en proposant des guides de conception spécialisés, comprenant notamment des fichiers d'aide et des fichiers templates (de simulation, circuit, ...).
- de sauvegarder et de diffuser l'expertise, en capitalisant l'expérience d'un groupe de concepteurs (méthodes, cas types, simulations, ...), et en facilitant la description de nouvelles connaissances.

De plus, cet outil a été développé de manière à être le plus évolutif possible pour ne pas figer les connaissances à un état donné, et également dans le souci de laisser le concepteur maître de sa conception.

Les perspectives de cet outil d'assistance à la conception sont liées d'une part au développement des futurs modules d'assistance pour les principales fonctions électroniques, et d'autre part à sa diffusion à des partenaires académiques et industriels, au travers de groupes utilisateurs. Un second module, consacré aux oscillateurs à faible bruit de phase, dont la détermination des différentes étapes de la méthodologie de conception, et la réalisation des templates d'analyse spécifiques et des fichiers d'aide associés, ont été effectués, doit faire l'objet d'une implémentation informatique. D'autres pistes sont également ouvertes pour de futurs modules, dédiés par exemple aux amplificateurs de puissance large bande et à des fonctions passives telles que les filtres. Par ailleurs, la mise en réseau de l'assistant doit assurer à terme l'enrichissement de la base de données de l'assistant, avec l'intégration de nouvelles filières et de nouveaux transistors dans la bibliothèque technologique, ainsi que l'enregistrement de réalisations d'amplificateurs de puissance. N'oublions pas aussi que dans le cadre de ce travail académique, l'assistant représente un outil pédagogique efficace et convivial pour l'initiation et la formation des étudiants et des jeunes chercheurs sur les méthodes et outils de conception des circuits hyperfréquences.

Liste des publications

Publications dans des revues internationales:

DELLIER S., DUPERRIER C., CAMPOVECCHIO M., ROUSSET J., QUERE R., MALLET A. et LAPIERRE L., “*Evolutive design assistance tool for microwave circuits*”, International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering, July 2003, vol. 13, issue 4, pp 293-305.

DELLIER S., BLACHE F., CARPENTIER D., KAZMIERSKI C., LE PALLEC M. et CAMPOVECCHIO M., “*40 GHz optical pulse generation based on electro-absorption modulator driven by low power MMIC*”, Microwave and Optical Technology Letters, publication soumise.

Communications dans des congrès internationaux :

DELLIER S., CAMPOVECCHIO M., MALLET A., QUERE R. et LAPIERRE L., “*Microwave design assistance tool*”, International Workshop on Electronics and System Analysis, Bilbao, October 2004.

DELLIER S., BLACHE F., CAMPOVECCHIO M., DE LA GRANDIERE D., VUYE S., QUERE R. et BURIE J.R., “*40 GHz MMIC driver of electro-absorption modulator for high-speed optical pulse generation*”, Microwave Symposium Digest, 2003 IEEE MTT-S International, Philadelphia, June 2003, vol. 2, pp 1347-1350.

DELLIER S., DUPERRIER C., CAMPOVECCHIO M., ROUSSET J., QUERE R. et MALLET A., “*Microwave design assistance software for spacial amplifier design*”, ESA Microwave Technology and Techniques Workshop, Noordwijk The Netherlands, October 2002, pp 173-180.

Communications dans des congrès nationaux:

DELLIER S., BLACHE F., CAMPOVECCHIO M., DE LA GRANDIERE D., VUYE S., QUERE R. et BURIE J.R., “*Driver MMIC à 40 GHz de modulateur électro-absorbant pour la génération d’impulsions optiques*”, 13ème Journées Nationales Microondes, Lille, Mai 2003, 6C-1, pp 616-617.

Présentations invitées dans des colloques nationaux :

“Outils d’assistance à la conception des circuits non-linéaires microondes”, Centres de Compétence Technique CNES, Toulouse, Mai 2004.

“*Assistant expert pour conception MMIC*”, 9ème école Systèmes de Communication, Paris, Mars 2004.

“*Aide à la conception de circuits hyper-fréquences*”, Rencontres de Technologies Spatiales, Toulouse, Février 2003.

“Logiciel d’assistance à la conception des circuits non-linéaires microondes – Application à la conception d’amplificateurs de puissance microonde”, Centres de Compétence Technique CNES, Toulouse, Mai 2002.

Abstract :

This thesis deals with the various aspects of the microwave circuit design, and especially how to implement efficient EDA tools for microwave circuit design without fixing knowledge through monolithic, so as to be able to innovate unceasingly. The two parts of this manuscript concern:

- the realization of a MMIC driver in pHEMT GaAs technology at 40 GHz of an electro-absorption modulator on InP for optical pulses generation. A design methodology of the EAM driver was developed, allowing to directly take into account in the phase of ultra high frequency CAD, the optical component and its characteristics. This methodology was applied within the framework of a collaboration with Alcatel-Opto+ to the realization of a MMIC driver at 40 GHz, in 0.15 μm GaAs pHEMT technology of OMMIC. This realization made it possible to validate the relevance of methodology used, and made it possible to show the interest of the driver + MEA on InP function for the generation of very short optical pulses with a strong extinction ratio at 40 GHz.
- the development of a design assistance tool for microwave circuits. Within the framework of a research programme in collaboration with the French Space Agency, a design assistant of microwave non-linear circuits was developed. The objective is propose to designers, a capable data-processing tool to effectively guide them during each design step and to facilitate them the implementation of suited methods in order to enable them to spend more time on the design problems and the development of innovating solutions.

Résumé

Ce travail traite des différents aspects de la conception des circuits micro-ondes actifs, et plus particulièrement du développement des outils d'assistance à la conception permettant de mettre en œuvre rapidement des méthodologies avancées tout en gardant le maximum de degrés de liberté pour intégrer de nouvelles connaissances. Les deux parties de ce manuscrit concernent :

- la réalisation à 40GHz en technologie pHEMT AsGa d'un driver MMIC de modulateur électro-absorbant InP pour la génération d'impulsions optiques. Une méthodologie de conception de driver de MEA a été développée permettant la prise en compte directe dans la phase de CAO hyperfréquence, du composant optique et de ses caractéristiques. Cette méthodologie a été appliquée dans le cadre d'une collaboration avec Alcatel-Opto+ à la réalisation d'un circuit driver MMIC de commande à 40 GHZ, en technologie pHEMT 0.15 μm AsGa d'OMMIC. Cette réalisation a permis de valider la pertinence de la méthodologie utilisée et a permis de démontrer l'intérêt de la fonction driver+MEA sur InP pour la génération d'impulsions optiques très courtes et avec un fort taux d'extinction à 40 GHz.
- le développement d'un outil d'assistance à la conception des circuits micro-ondes. Dans le cadre d'un programme de recherche en collaboration avec le CNES, un assistant à la conception des circuits non linéaires micro-ondes a été développé. L'objectif est de mettre à la disposition des concepteurs, un outil informatique à même de les guider efficacement dans leur démarche de conception et de leur faciliter l'implémentation de méthodes adaptées afin de leur permettre de passer plus de temps sur les problèmes de conception et le développement de solutions innovantes.

Mots-Clés : Génération d'impulsions optiques, Modulateur électro-absorbant, Technologie MMIC, Amplificateur de puissance, Simulation non linéaire, Assistance à la conception, Méthodologies de conception.