# Circuits de photo-réception adaptés très faibles bruits et à grande dynamique

Charles Edoua Kacou

▶ **To cite this version:**

Charles Edoua Kacou. Circuits de photo-réception adaptés très faibles bruits et à grande dynamique. Electronique. Université Paris-Est, 2015. Français. NNT : 2015PESC1008 . tel-01312883v2

**HAL Id: tel-01312883**

**https://theses.hal.science/tel-01312883v2**

Submitted on 18 May 2016

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

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

UNIVERSITÉ PARIS-EST
ECOLE DOCTORALE MSTIC
**MATHEMATIQUES, SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE L'INFORMATION ET DE LA COMMUNICATION**

# T H E S E

Pour obtenir le grade de

## DOCTEUR

de l' Université Paris-Est

**Spécialité : Electronique, Optronique et Système**

*Auteur :*

CHARLES EDOUA KACOU

# Circuits de photoréception adaptés très faible bruit et à grande dynamique

Thèse dirigée par Martine VILLEGAS et supervisée par Jean-Luc POLLEUX, Gérald CHRETIEN et Alain Le BORGNE

le 8 avril 2015

**Membres du Jury :**

| | | |
|---|---|---|
| *Rapporteur :* | Jean-Pierre VILCOT | Université de Lille 1 |
| *Rapporteur :* | Olivier LLOPIS | LAAS-CNRS |
| *Examinateur :* | Philippe EUDELINE | Thales Air Systems |
| *Examinateur :* | Bernard HUYART | ENST |
| *Superviseur :* | Alain LEBORGNE | Vectrawave |
| *Superviseur :* | Jean-Luc POLLEUX | UPE - ESYCOM-ESIEE |
| *Directeur de thèse :* | Martine Villegas | UPE - ESYCOM-ESIEE |

# *Remerciements*

Je tiens tout d'abord à remercier l'entreprise Vectrawave pour m'avoir permis de réaliser ce travail dans le cadre de cette thèse. Plus particulièrement Gérald Chrétien, Yan Haentjens, Alain Le Borgne et Christian Le Nôtre qui m'ont à la fois supervisé, encadré, conseillé et formé. Je vous en remercie.

Ce travail n'aurait pas abouti sans l'encadrement de Jean-Luc Polleux et Martine Villegas, tous les deux enseignants chercheurs à l'ESYCOM-ESIEE. Durant ces quelques années vous avez su orienter, aider et encadrer ce travail, je tiens également à vous en remercier.

Merci aux membres du jury d'avoir pris le temps d'analyser mes travaux ainsi que d'être venu assister à ma soutenance.

Je tiens maintenant à remercier tous les collaborateurs rencontrés durant ces années au sein de l'équipe Vectrawave. Un merci tout particulier à Benoit, François, Michel ainsi qu'à tout le reste de l'équipe.

Je tiens aussi à remercier tous mes collègues de bureau au sein de l'ESIEE. Merci à vous tous, doctorants et docteurs. Au sein de l'équipe nous avons su nous entraider aussi bien sur le plan de la recherche avec nos longues discussions en face du tableau mais aussi nos conversations plus décontractées autour d'un café. Merci à vous Carlos, Oscar, Marc, Julien, Zerihun, Amadou, Reda, Hamadache. Mais aussi à ceux qui ont été docteurs plus tôt et sont partis à travers le monde, ceux là qui nous ont montré la voie. Merci à tous.

Sans oublier ma famille qui m'a permis d'être là aujourd'hui. Mais surtout ma compagne, Sarah, qui a su me soutenir et m'encourager dans les bons comme dans les mauvais moments, merci à toi. Pour finir merci à ma fille, Moïrah.

Merci à tous ...

# Table des matières

**Remerciements** i

**Table des Figures** v

**Liste des tableaux** xiii

**Abréviations** xiv

**Introduction générale** 1

**1 Contexte et état de l'art** 3

1.1 Etat de l'art des composants optique-microondes utilisés dans la radio sur fibre . . . 4

1.1.1 Rôle clé de la fibre optique dans les communications modernes . . 5

1.1.2 Les lasers . . . 6

1.1.3 Fibre optique . . . 9

1.1.4 Les photodiodes . . . 10

1.2 Etat de l'art des amplificateurs à transimpédance pour des applications de photoréception . . . 13

1.2.1 Grandeurs caractéristiques . . . 13

1.2.2 Topologie de TIA . . . 14

1.2.2.1 "Common Gate TIA" . . . 14

1.2.2.2 "Resistive Feedback" . . . 14

1.2.2.3 "Feedback capacitif" . . . 15

1.2.2.4 "Regulated gate cascode" . . . 16

1.2.2.5 Topologie Ultra-Large-Bande . . . 17

1.2.2.6 Topologie bande étroite . . . 19

1.2.3 Analyse comparative des performances . . . 20

1.2.4 Synthèse et choix de la topologie pour la suite . . . 21

1.3 Etat de l'art des technologies semi-conducteurs . . . 22

1.3.1 Analyse des composants actifs . . . 22

1.3.1.1 Grandeurs caractéristiques essentielles . . . 22

1.3.1.2 Types de transistors . . . 23

1.3.1.3 Composants sur Silicium . . . 27

1.3.1.4 Composants sur III-V . . . 28

1.3.1.5 Analyse en performances des différentes technologies en terme de fréquence d'utilisation . . . 29
1.3.1.6 Analyse en performances des différentes technologies en terme de bruit . . . 34
1.3.1.7 Analyse en performances des différentes technologies en terme de densité de puissance en sortie . . . 35
1.3.2 Analyse en performances des composants passifs . . . 36
1.3.2.1 Inductances . . . 36
1.3.2.2 Condensateurs . . . 37
1.3.2.3 Résistances . . . 38
1.3.3 Synthèse et choix de la technologie pour la suite . . . 39
1.4 Conclusion du chapitre . . . 40

**2 Méthode de conception de TIA** **42**
2.1 Modèle équivalent du photorécepteur . . . 43
2.1.1 Etude d'un quadripôle simple . . . 43
2.1.2 Etude de deux quadripôles en cascade . . . 45
2.1.2.1 Etude en bruit . . . 45
2.1.2.2 Transimpédance . . . 48
2.1.3 Synthèse . . . 49
2.2 Analyse de l'influence de la photodiode sur les performances du photorécepteur . . . 50
2.2.1 Modèle équivalent de la photodiode . . . 50
2.2.2 Influence des paramètres du modèle équivalent de photodiode sur les performances du photorécepteur . . . 54
2.2.3 Synthèse . . . 58
2.3 Méthodologie de conception de circuit actif . . . 58
2.3.1 Estimation des performances limites . . . 59
2.3.2 Outils de conception . . . 60
2.3.2.1 Cercles à $i_{eq}$ constant . . . 61
2.3.2.2 Cercles à $Z_T$ constant . . . 61
2.3.2.3 Compromis Gain/Bruit dans le photorécepteur . . . 62
2.3.3 Expression du NEP . . . 62
2.3.4 Synthèse et étapes de conception . . . 63
2.4 Extension des outils aux grandeurs optique-microondes . . . 64
2.4.1 Paramètres S et Gain optique-microonde . . . 64
2.4.2 Facteur de bruit optique microonde . . . 66
2.4.3 Synthèse . . . 68
2.5 Conclusion du chapitre . . . 68

**3 Conception des circuits** **70**
3.1 Introduction . . . 70
3.2 Méthode de simulation . . . 71
3.2.1 Modélisation du photorécepteur dans l'environnement de simulation 71
3.2.2 Banc de simulation AC . . . 72
3.2.3 Banc de simulation paramètres S . . . 72
3.2.4 Banc de simulation non-linéaire . . . 73
3.2.5 Synthèse . . . 75

3.3 Conception de photorécepteur actif . . . 75
3.3.1 Etude préliminaire de conception . . . 76
3.3.1.1 Description de la technologie . . . 76
3.3.1.2 Technique de stabilisation . . . 78
3.3.1.3 Synthèse . . . 82
3.3.2 Circuit 1 : Montage cascode . . . 83
3.3.2.1 Conception électrique . . . 83
3.3.2.2 Conception électromagnétique . . . 90
3.3.3 Circuit 2 : Polarisation active . . . 94
3.3.3.1 Conception électrique . . . 94
3.3.3.2 Conception électromagnétique . . . 99
3.3.4 Circuit 3 : Source commune . . . 103
3.3.4.1 Conception électrique . . . 103
3.3.4.2 Conception électromagnétique . . . 109
3.3.4.3 Sensibilité du photorécepteur . . . 114
3.3.5 Synthèse . . . 118
3.4 Conclusion du chapitre . . . 120

**4 Caractérisation des circuits 122**
4.1 Caractérisation de la photodiode . . . 122
4.1.1 Caractérisation en réflexion . . . 123
4.1.1.1 Banc de mesure . . . 123
4.1.1.2 Résultats expérimentaux . . . 124
4.1.2 Caractérisation en bande passante . . . 125
4.1.2.1 Banc de mesure . . . 126
4.1.2.2 Résultats expérimentaux . . . 127
4.1.3 Synthèse . . . 130
4.2 Caractérisation du photorécepteur . . . 130
4.2.1 Caractérisation des circuits issus du RUN 1 . . . 131
4.2.1.1 Mesures des instabilités . . . 132
4.2.1.2 Analyse de l'instabilité . . . 133
4.2.1.3 Solution proposée pour utiliser les circuits malgré l'instabilité . . . 135
4.2.2 Mesures des paramètres "S" . . . 139
4.2.3 Mesures en bruit du photorécepteur . . . 141
4.2.4 Transimpédance . . . 143
4.2.5 Linéarité . . . 144
4.2.6 Synthèse et Comparaison à l'état de l'art . . . 146
4.3 Conclusion du chapitre . . . 148

**Conclusion et perspectives 150**

**Résumé 164**

# Table des figures


1.1 Projet ORIGIN Infrastructure Optique [1] . . . 4
1.2 Répartition du spectre électromagnétique en fonction de la fréquence et de la longueur d'onde [2] . . . 5
1.3 Systèmes de télécommunication en fonction du débit et de la mobilité. Figure issue de [3] . . . 6
1.4 Courbe de la puissance optique en fonction de l'intensité du courant typique d'une diode laser . . . 7
1.5 RIN aux hautes fréquences du laser FU-68-PDF en fonction de son courant de polarisation et de la puissance optique émise [4] . . . 8
1.6 Bandes passantes des lasers FU68-PDF et FU641-SEA ($|S_{21}|$ électro-optiques) [6] . . . 8
1.7 Atténuation de la fibre en fonction de la longueur d'onde [5] . . . 9
1.8 Dispersion en fonction de la longueur d'onde [5] . . . 10
1.9 Distance sans régénération du signal en fonction du débit pour les technologies radio, filaire et optique [2] . . . 10
1.10 Caractéristique typique d'une photodiode . . . 11
1.11 Comparaison des puissances de sortie microondes publiées en fonction de la fréquence de fonctionnement pour les photodiodes PIN et UTC [7] . . . 12
1.12 Exemples de compromis responsivité/bande présents dans la littérature . . . 13
1.13 Schéma de principe d'un amplificateur à transimpédance . . . 14
1.14 Schéma du "CG-TIA" . . . 15
1.15 TIA à feedback résistif . . . 16
1.16 TIA à réseaux capactifs . . . 17
1.17 Transimpédance et densité de courant de bruit équivalente ramenée en entrée pour un TIA à réseaux capacitifs [22] . . . 17
1.18 Schéma du "RGC-TIA" . . . 18
1.19 Diagramme en blocs du TIA ultra large bande issu de [24] . . . 18
1.20 Transimpédance en dBΩ en fonction de la fréquence de coupure à 3 dB en GHz pour les topologies large bande et en fonction de la fréquence centrale pour les toplogies à bande étroite . . . 21
1.21 Densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée ( $pA\sqrt{Hz}$) en fonction de la fréquence de coupure à 3 dB en GHz pour les topologies large bande et en fonction de la fréquence centrale pour les toplogies à bande étroite . . . 21
1.22 Transistor bipolaire à homo-jonction . . . 24
1.23 Modèle équivalent électrique petit signal du transistor BJT . . . 24
1.24 Structure physique du MESFET . . . 25

1.25 Modèle équivalent électrique petit signal du transistor MESFET Paramètres intrinsèques . . . 25
1.26 SEM SiGe BiCMOS9MW / Performances [37, 38] . . . 28
1.27 Technologie MOS - SOI . . . 28
1.28 SEM 65 nm SOI CMOS de ST Microelectronics [38] . . . 28
1.29 Structure physique du transistor HEMT [39] . . . 29
1.30 Fréquence de transition des différentes technologies entre 2004 et 2013 [2] 30
1.31 $f_{max} = f(f_t)$ des transistors toutes technologies confondues de [0 GHz 700 GHz] . . . 31
1.32 $f_T = f(L_g)$ ft=f(Lg) pour les transistors de types FET . . . 32
1.33 $\frac{f_T}{5}$ pour les différents transistors recensés . . . 33
1.34 Facteur de bruit minimum en dB pour différentes technologies dans la bande [0 100 GHz] . . . 34
1.35 Comparaison des densités de puissance en sortie pour différentes technologies 35
1.36 Dessin d'une inductance spirale . . . 36
1.37 schéma équivalent localisé d'une inductance spirale . . . 36
1.38 facteur de qualité min/max d'inductances pour différentes technologies . . 37
1.39 Schéma d'une capacité MIM . . . 37
1.40 schéma équivalent localisé d'une capacité MIM . . . 38
1.41 Capacité/$mm^2$ de capacités MIM pour différentes technologies . . . 38
1.42 a) Résistance implanté b) résistance en couche mince . . . 39
1.43 Résistivité par unité de surface de résistances pour différentes technologies 39

2.1 Synoptique du photorécepteur . . . 43
2.2 a)Modélisation en bruit d'un quadripôle simple précédé d'une photodiode en représentation chaine b) Modélisation en bruit d'un quadripôle simple précédé d'une photodiode en ramenant les sources de bruit en entrée à travers une source de courant de bruit selon le principe de superposition . 45
2.3 Schéma électrique général d'une photodiode . . . 50
2.4 Modèle électrique de la photodiode issue de [57] . . . 51
2.5 Influence de la variation de $R_d$ sur le $S_{11}$ de la photodiode sur 50 Ω avec $R_d$=[5 - 15] $k\Omega$ . . . 51
2.6 Influence de la variation de $C_p$ sur le $S_{11}$ de la photodiode sur 50 Ω avec $C_p$=[80 - 150] fF . . . 52
2.7 Influence de la variation de $R_s$ sur le $S_{11}$ de la photodiode sur 50 Ω avec $R_s$=[1 - 10] Ω . . . 52
2.8 Modèle électrique équivalent de photodiode PDCS32T . . . 53
2.9 Modèle électrique équivalent de photodiode PDCS20T . . . 53
2.10 $S_{11}$ des photodiodes PDCS32T et PDCS20T à partir des modèles équivalents chargé sur 50 Ω entre 0,1 - 25 GHz . . . 54
2.11 Modèle simplifié de photodiode . . . 54
2.12 Modèle équivalent de la photodiode présentée comme une succession d'impédance . . . 55
2.13 $G_{i,PD}$ entre 1 et 10 GHz pour en faisant varier $R_d$ entre 5 et 15 kΩ . . . 56
2.14 $G_{i,PD}$ entre 1 et 10 GHz pour en faisant varier $C_p$ entre 100 et 200 pF . . 57
2.15 $G_{i,PD}$ entre 1 et 10 GHz pour en faisant varier $R_s$ entre 1 et 10 Ω . . . 57
2.16 Comparaison des photodiodes [57], PDCS32T et PDCS32T en termes de transconductance intrinsèque exprimée en S entre 1 et 10 GHz . . . 58

2.17 Comparaison en terme de $Z_{T,max}$ en dB de deux TIAs sur la technologie GaAs pHEMT PL15 de WIN SC et la technologie SiGe BiCMOS SG25H3 de IHP entre 1 et 6 GHz . . . . . 60
2.18 Comparaison en terme de $i_{eq,min}$ en $pA/\sqrt{Hz}$ de deux TIAs sur la technologie GaAs pHEMT PL15 de WIN SC et la technologie SiGe BiCMOS SG25H3 de IHP entre 1 et 6 GHz . . . . . 60
2.19 Cercles à $Z_T$ constant et $i_{eq}$ constant à 5 GHz . . . . . 62
2.20 Définition des différentes étapes de conception du photorécepteur . . . . . 64
2.21 Représentation de la puissance optique microonde équivalente . . . . . 65
2.22 Estimation du Facteur de bruit optique microonde du photorécepteur pour différentes valeur de facteur de bruit F=[1,6,11] dB pour le quadripôle $Q_2$ pour différentes puissances optiques allant de -30dBm à +5dBm . . . . . 67

3.1 Schéma du photorécepteur en représentation optique-microonde . . . . . 71
3.2 Schéma de principe du banc de simulation AC pour estimer le bruit, la transimpédance et l'adaptation en sortie . . . . . 72
3.3 Schéma de principe du banc de simulation S-Parameters pour estimer le bruit, la transimpédance et l'adaptation en sortie . . . . . 73
3.4 Schéma de principe du banc de simulation non-linéaire pour estimer le point de compression à 1dB du photorécepteur . . . . . 74
3.5 Puissance optique modulée à l'entrée de la photodiode, $P_{opt,AC}$ en fonction du temps . . . . . 74
3.6 Caractéristiques statiques représentant $i_{ds}$ (A) en fonction de $V_{ds}$ (V) paramétré en $V_{gs}$ (V) pour un transistor issu de la technologie PL15X de 150 $\mu$m de développement de grille . . . . . 77
3.7 Estimation de $f_{max}$ (Hz) pour différentes tension de drain $V_{ds}$ (V) paramétré en $V_{gs}$ (V) pour un transistor de 2x75$\mu$m de développement de grille . . . . . 77
3.8 Estimation de $f_{max}$ (Hz) pour différentes tension de drain $V_{gs}$ (V) paramétré en $V_{ds}$ (V) pour un transistor de 2x75$\mu$m de développement de grille . . . . . 78
3.9 Estimation de $NF_{min}$ (en dB) à 4 GHz pour différentes tension de drain $V_{gs}$ (V) paramétré en $V_{ds}$ (V) pour un transistor de 2x75$\mu$m de développement de grille . . . . . 78
3.10 Schéma d'une contre-réaction entre le drain et la grille à travers une résistance . . . . . 79
3.11 Schéma d'une contre-réaction entre la grille et la source à travers une résistance . . . . . 80
3.12 Schéma d'une contre-réaction entre le drain et la source à travers une résistance . . . . . 80
3.13 Facteur $K$ d'un transistor de dimension 2x75$\mu$m de WIN SC avec une contre-réaction résistive entre le drain et la grille à travers une résistance R=[100,200,300,400,500,600,700,800,900,1000] Ω . . . . . 81
3.14 Facteur $K$ d'un transistor de dimension 2x75$\mu$m avec inductance de dégénérescence dans la source L=[100,200,300,400,500,600,700,800,900,1000] pH . . . . . 81
3.15 Facteur $K$ d'un transistor de dimension 2x75$\mu$m avec une contre-réaction résistive entre le drain et la source à travers une résistance R=[100,200,300,400,500,600,700,800,9 Ω . . . . . 81

3.16 Facteur $K$ d'un transistor de dimension 2x75$\mu$m avec une contre-réaction résistive entre la source et la grille à travers une résistance R=[10,20,30,40,50,60,70,80,90,100] Ω . . . 82
3.17 Schéma d'un montage cascode . . . 84
3.18 Schéma électrique du montage cascode associé au circuit TIA 1 avec sa contre-réaction résistive entre le drain et la grille et sa dégénérescence dans la source . . . 84
3.19 Facteur K sur 50 Ω du circuit TIA 1 entre 0,1 GHz et 40 GHz . . . 85
3.20 Facteur B sur 50 Ω du circuit TIA 1 entre 0,1 GHz et 40 GHz . . . 85
3.21 $i_{eq,min}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 1 entre 1 GHz et 6 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 86
3.22 $Z_{T,max}$ en dBΩ du circuit TIA 1 entre 1 GHz et 6 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 86
3.23 Impédance optimale de bruit $\Gamma_{opt}$ et $S_{11}*$ des transistors avec leur contre réaction et son circuit d'autopolarisation et impédance de la photodiode PDCS32T sur 50 Ω entre 2 et 5 GHz . . . 87
3.24 Conception du circuit d'adaptation en entrée pour réaliser la transformation d'impédance entre le $\Gamma_{opt}$ et le$S_{11}*$ du transistor avec sa contre réaction et son circuit d'autopolarisation et l'impédance de la photodiode PDCS32T sur 50 Ω . . . 87
3.25 Circuit électrique TIA 1 . . . 88
3.26 $|S_{21}|$ et $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 1 en simulation électrique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 89
3.27 $Z_T$ en Ω du circuit TIA 1 en simulation électrique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 89
3.28 $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 1 en simulation électrique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 89
3.29 Layout du circuit TIA 1 de dimension 2 mm x 2 mm réalisé sous Momentum-ADS . . . 90
3.30 $Z_T$ en Ω du circuit TIA 1 en simulation électromagnétique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 91
3.31 $|S_{21}|$ et $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 1 entre 2GHz et 5GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 91
3.32 $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 1 en simulation électromagnétique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 92
3.33 $Z_T = f(P_{opt,in})$ avec $Z_T$ en dBΩ et $P_{opt,in}$ en dBm du photorécepteur à 3,1 GHz pour $R_{PD} = 0,8$ A/W et $m = 1$ . . . 92
3.34 Facteur de Rollet K du circuit TIA 1 entre 0 et 40 GHz avec 50 Ω présenté en entrée et en sortie - Cercles de stabilité en entrée et en sortie . . . 93
3.35 Topologie d'amplification associée au circuit TIA2 . . . 95
3.36 Facteur K sur 50 Ω du circuit TIA 2 entre 0,1 GHz et 40 GHz . . . 95
3.37 Facteur B sur 50 Ω du circuit TIA 2 entre 0,1 GHz et 40 GHz . . . 96
3.38 $i_{eq,min}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 2 entre 1 GHz et 6 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 96
3.39 $Z_{T,max}$ en dBΩ du circuit TIA 2 entre 1 GHz et 6 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 97
3.40 Impédance optimale de bruit $\Gamma_{opt}$ et $S_{11}*$ de la topologie d'amplification et impédance de la photodiode PDCS32T sur 50 Ω entre 2 et 5 GHz . . . 97

3.41 Schéma électrique associé au circuit TIA 2 . . . 98
3.42 $|S_{21}|$ et $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 2 en simulation électrique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 98
3.43 $Z_T$ en dBΩ du circuit TIA 2 en simulation électrique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 99
3.44 $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 2 en simulation électrique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 99
3.45 Layout du circuit TIA2 de dimension 2 mm x 2 mm réalisé sous Momentum-ADS . . . 100
3.46 $|S_{21}|$ et $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 2 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 101
3.47 $Z_T$ en Ω du circuit TIA 2 en simulation électromagnétique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 101
3.48 $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 2 en simulation électromagnétique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 101
3.49 $Z_T = f(P_{opt,in}$ avec $Z_T$ en dBΩ et $P_{opt,in}$ en dBm du photorécepteur à 3,1 GHz pour $R_{PD} = 0,8$ A/W et $m = 1$ . . . 102
3.50 Facteur de Rollet K du circuit TIA 2 entre 0 et 40 GHz avec 50 Ω présenté en entrée et en sortie . . . 102
3.51 caractéristiques statiques du transistor 2x75 $\mu$m . . . 103
3.52 Facteur K entre 0 et 260 GHz du transistor 2x75 $\mu$m avec $V_{gs} = -0,3V$ et $V_{ds} = 2,5V$ . . . 104
3.53 Facteur B entre 0 et 260 GHz du transistor 2x75 $\mu$m avec $V_{gs} = -0,3V$ et $V_{ds} = 2,5V$ . . . 104
3.54 Facteur K entre 0 et 40 GHz du transistor 2x75 $\mu$m avec $V_{gs} = -0,3V$ et $V_{ds} = 2,5V$ avec une contre-réaction entre le drain et la grille $R_{stab} = [100 - 500]\Omega$ . . . 105
3.55 Facteur B entre 0 et 40 GHz du transistor 2x75 $\mu$m avec $V_{gs} = -0,3V$ et $V_{ds} = 2,5V$ avec une contre-réaction entre le drain et la grille $R_{stab} = [100 - 500]\Omega$ . . . 105
3.56 Impédance optimale de bruit $\Gamma_{opt}$ et $S_{11}*$ du transistor avec sa contre réaction et son circuit d'autopolarisation et impédance de la photodiode PDCS32T sur 50 Ω entre 2 et 5 GHz . . . 106
3.57 Conception du circuit d'adaptation en entrée pour réaliser la transformation d'impédance entre le $\Gamma_{opt}$ et le$S_{11}*$ de la topologie d'amplification du TIA 3 et l'impédance de la photodiode PDCS32T sur 50 Ω . . . 106
3.58 Circuit électrique du photorécepteur avec un transistor 2x75 $\mu$m son circuit d'autopolarisation et son circuit d'alimentation et son circuit d'adaptation en entrée et en sortie . . . 107
3.59 $|S_{21}|$ et $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 108
3.60 $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 109
3.61 $Z_T$ en dB du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 109
3.62 Layout associé au circuit TIA 3 en source commune sous l'environnement MOMENTUM de dimension 2,15 mm x 1,4 mm . . . 110
3.63 $|S_{21}|$ et $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 3 connecté à la photodiode PDCS32T . 111

3.64 $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T . . . 111
3.65 $Z_T$ en Ω du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T 112
3.66 $P_{out} = f(P_{opt,in})$ avec $P_{out}$ et $P_{opt,in}$ en dBm du photorécepteur à 3,1 GHz pour $R_{PD} = [0,7 - 0,8 - 0,9 - 1]$ A/W avec $m = 1$ . . . 112
3.67 $Z_T = f(P_{opt,in})$ avec $Z_T$ en Ω et $P_{opt,in}$ en dBm du photorécepteur à 3,1 GHz pour $R_{PD} = [0,7 - 0,8 - 0,9 - 1]$ A/W et $m = 1$ . . . 113
3.68 $P_{out} = f(P_{opt,in})$ avec $P_{out}$ et $P_{opt,in}$ en dBm du photorécepteur à $f_c = [2,9 - 3 - 3,1 - 3,2 - 3,3 - 3,4]$ GHz pour $R_{PD} = 0,8$ A/W et $m = 1$ . . . 113
3.69 $Z_T = f(P_{opt,in})$ avec $Z_T$ en Ω et $P_{opt,in}$ en dBm du photorécepteur à $f_c = [2,9 - 3 - 3,1 - 3,2 - 3,3 - 3,4]$ GHz pour $R_{PD} = 0,8$ A/W et $m = 1$ 114
3.70 Facteur de Rollet K du circuit TIA 3 entre 0 et 40 GHz avec 50 Ω présenté en entrée et en sortie . . . 114
3.71 Facteur de Rollet K du circuit TIA 3 entre 12 et 16 GHz avec 50 Ω présenté en entrée et en sortie . . . 115
3.72 Cercles de stabilité en entrée et en sortie du TIA 3 sur 50 Ω en entrée et en sortie . . . 115
3.73 $|S_{21}|$ et $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T en considérant une longueur de fil de bonding comprise entre 100 $\mu$m et 1000 $\mu$m . . . 116
3.74 $Z_T$ en Ω du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T en considérant une longueur de fil de bonding comprise entre 100 $\mu$m et 1000 $\mu$m . . . 117
3.75 $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T en considérant une longueur de fil de bonding comprise entre 100 $\mu$m et 1000 $\mu$m . . . 117
3.76 $|S_{21}|$ et $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T en considérant une variation de la capacité parallèle de photodiode entre 0,1 pF et 0,2 pF . . . 118
3.77 $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T en considérant une variation de la capacité parallèle de photodiode entre 0,1 pF et 0,2 pF . . . 118

4.1 Photographie de la photodiode 1915DC sur substrat de report céramique . 123
4.2 Photographie de la photodiode PDCS20T . . . 123
4.3 Mesures du $S_{22}$ de la photodiode 1915DC sur 50 Ω pour différentes tension de polarisation inverse comprise entre 1 et 12 V entre 40 MHz et 20 GHz . 124
4.4 Modèle équivalent de la photodiode 1915DC à 3V . . . 125
4.5 $|S_{22}|$ simulé à partir du modèle équivalent de la photodiode 1915DC et $|S_{22}|$ obtenu par mesure, pour une polarisation de 3V entre 40 MHz et 20 GHz . . . 125
4.6 Banc de mesure en bande passante d'un photorécepteur - (a) Calibration du banc de mesure à l'aide d'une photodiode de référence, mesure du $|S_{21}|$ - (b) Banc de mesure du $|S_{21}|$ du lien optique-microonde avec le photorécepteur . . . 126
4.7 Photo du modulateur Photline MX-LN-40 . . . 127
4.8 Photo de la photodiode utilisée comme fréquence NEW FOCUS 141450 . 128
4.9 $i_{ph}$ à -3 dB de la photodiode PDCS20T en fonction de la position en X et en Y de la zone d'éclairement . . . 128

4.10 $f_c$ à -3 dB de la photodiode PDCS20T en fonction de la position en X et en Y de la zone d'éclairement . . . 129
4.11 $S_{21}$ à -3 dB de la photodiode PDCS20T en fonction de la position en X et en Y de la zone d'éclairement . . . 129
4.12 Photo d'un wafer comprenant différent TIA sur la technologie PL1510 et une série de puce TIA après découpage . . . 131
4.13 Layout du $TIA2_{B1T1v2}$ . . . 132
4.14 Photo du $TIA2_{B1T1v2}$ . . . 133
4.15 Mesures de la densité de puissance en sortie du $TIA2_{B1T1v2}$ polarisé à 5V entre 40 MHz et 30 GHz et chargé par 50 Ω en l'absence de signal d'entrée 134
4.16 Mesures du $|S_{21}|$ et $|S_{21}|$ du circuit $TIA2_{B1T1v2}$ polarisé à 5V entre 0 GHz et 10 GHz et entre 2,9 et 3,4 GHz . . . 134
4.17 Mesures de la densité de puissance en sortie du $TIA2_{B2T1v1}$ polarisé à 5V entre 40 MHz et 30 GHz et chargé par 50 Ω en l'absence de signal d'entrée 135
4.18 Mesures du $|S_{21}|$ et $|S_{21}|$ du circuit $TIA2_{B2T1v1}$ polarisé à 5V entre 0 GHz et 10 GHz et entre 3,7 et 4,3 GHz . . . 135
4.19 Mesures de la densité de puissance en sortie du $TIA2_{B1T1v1}$ polarisé à 5V entre 40 MHz et 30 GHz et chargé par 50 Ω en l'absence de signal d'entrée 136
4.20 Mesures du $|S_{21}|$ et $|S_{21}|$ du circuit $TIA2_{B1T1v1}$ polarisé à 5V entre 0 GHz et 10 GHz et entre 2,9 et 3,4 GHz . . . 136
4.21 Facteur K et B du circuit VWA5000037AB polarisé à 5 V entre à et 40GHz 137
4.22 (a) Cercles de stabilité en entrée (en rouge) et en sortie (en bleu) à 25,9 GHz et (b) à 31,2 GHz . . . 137
4.23 Synoptique de la solution de stabilisation externe du TIA sur alumine . . 137
4.24 (a) Cercles de stabilité en entrée et en sortie du TIA sans le circuit externe en simulation- (b) Cercles de stabilité en entrée et en sortie du TIA avec le circuit externe en simulation . . . 138
4.25 Circuit électrique de la solution de stabilisation externe du TIA . . . 138
4.26 Photo du TIA VWA50037BA monté dans son boitier avec la photodiode 1915DC . . . 139
4.27 $|S_{21}|$ normalisé au maximum en dB entre 0 et 40 GHz à la fois en simulation et en mesure du photrécepteur monté en boitier . . . 140
4.28 $|S_{21}|$ en dB du TIA 2 simulé en comparant les polarisations 1,3V et 5V . . 140
4.29 $|S_{22}|$ dB entre 0 et 40 GHz à la fois en simulation et en mesure du photrécepteur monté en boitier . . . 141
4.30 Banc de mesure de bruit d'un photorécepteur - (a) Banc de mesure de la densité de puissance en sortie avec éclairement - (b) Banc de mesure de la densité de puissance en sortie sans source optique . . . 142
4.31 $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ entre 2,5 GHz et 5 GHz obtenu par simulation et mesure 143
4.32 $i_{eq}t$ en dB du TIA polarisé à 1,3 V et 5 V obtenu par simulation . . . 143
4.33 Banc de transimpédance d'un photorécepteur . . . 144
4.34 $Z_T$ en Ω dans la bande passante lorsque le photorécepteur est polarisé à 1,3 V en fonction de la puissance optique mesurée en sortie du laser . . . 145
4.35 Banc de mesure de la compression à 1dB du photorécepteur complet . . . 145
4.36 Courbes $P_{RF_{out}} = f(P_{opt_{in}})$ dans la bande passante lorsque le photorécepteur est polarisé à 1,3 V en fonction de la puissance optique mesurée en sortie du laser . . . 146

4.37 $P_{RF_{out}} = f(P_{opt_{in}})$ en dBm du TIA polarisé à 1,3 V et 5 V obtenu par simulation . . . . . 146

# Liste des tableaux


1.1 Caractéristiques de TIA utilisant la topologie "CG-TIA" . . . . . 15
1.2 Caractéristiques de TIA utilisant la topologie RF-TIA . . . . . 16
1.3 Caractéristiques de "RGC-TIA" . . . . . 18
1.4 Caractéristiques de TIA Ultra Large Bande . . . . . 19
1.5 Caractéristiques des TIAs à bande étroite . . . . . 20
1.6 Caractéristiques des différents matériaux [36] . . . . . 26
1.7 Résumé des matériaux et types de transistors . . . . . 26

2.1 Caractéristiques de différentes photodiodes . . . . . 53
2.2 Matrices chaines élémentaires . . . . . 55
2.3 Impédances et admittances associées aux éléments du modèle équivalent de la photodiode . . . . . 55
2.4 Estimation du NEP pour différentes valeur de facteur de bruit . . . . . 63
2.5 Estimation du $G_{OM,PR}$ pour différentes valeur de facteur de $Z_T$ . . . . . 66

3.1 Conditions de stabilité . . . . . 79
3.2 Comparaison des performances des photorécepteurs simulés en électromagnétique à l'état de l'art . . . . . 120

4.1 Codification des circuits issus du RUN 1 . . . . . 132
4.2 Dimensionnement des éléments CMS . . . . . 138
4.3 Comparaison des performances du photorécepteurs à l'état de l'art . . . . 147

# Abréviations

| | |
|---|---|
| **ADS** | **A**gilent **D**esign **S**ystem |
| **BER** | **B**it **E**rror **R**ate |
| **BiCMOS** | **B**ipolar **CMOS** |
| **BJT** | **B**ipolar **J**unction **T**ransistor |
| **CAO** | **C**onception **A**ssistée par **O**rdinateur |
| **CG-TIA** | **C**ommon- **G**ate **T**rans- **I**mpédance |
| **DBR** | **L**ist **A**bbreviations **H**ere |
| **DFB** | **L**ist **A**bbreviations **H**ere |
| **EHF** | **E**xtrêmement **H**autes **F**réquences |
| **ESYCOM** | **E**lectronique, **SY**stèmes, **CO**mmunications et **M**icrosystèmes |
| **EVM** | **E**rror **V**ector **M**agnitude |
| **FET** | **F**ield **E**ffect **T**ransistor |
| **GaAs** | **G**allium **A**rsenide |
| **GS** | **G**round **S**ignal |
| **GSG** | **G**round **S**ignal **G**round |
| **HBT** | **H**eterojunction **B**ipolar **T**ransistor |
| **HEMT** | **H**igh **E**lectron **M**obility **T**ransistor |
| **InGaAs** | **I**ndium **G**allium **A**rsenide |
| **LASER** | **L**ist **A**bbreviations **H**ere |
| **LNA** | **L**ow **N**oise **A**mplifier |
| **MESFET** | **ME**tal **S**emiconductor **F**ield **E**ffect **T**ransistor |
| **mHEMT** | **m**etamorphic **H**igh **E**lectron **M**obility **T**ransistor |
| **MM** | **M**ono **M**ode |
| **MMIC** | **M**onolithic **M**icrowave **I**ntegrated **C**ircuit |
| **MOSFET** | **ME**tal **O**xyde **S**emiconductor **F**ield **E**ffect **T**ransistor |

| | |
|---|---|
| **NEP** | **N**oise **E**quivalent **P**ower |
| **NF** | **N**oise **F**igure |
| **ORIGIN** | **O**ptical **R**adio **I**ntegration **G**igabit/s **I**ndoor **N**etwork |
| **RF-TIA** | **R**esistive **F**eedback - **T**rans- **I**mpédance **A**mplifier |
| **RGC-TIA** | **R**e**G**ulated **C**ascode **T**rans- **I**mpédance **A**mplifier |
| **RIN** | **R**elative **I**ntensity **N**oise |
| **RoF** | **R**adio-over-**F**iber |
| **ROHYLAB** | **R**écepteur **O**ptique **H**yperfréquences **LA**rge **B**ande |
| **SHF** | **S**upra **H**autes **F**réquences |
| **SiGe** | **S**ilicon **G**ermanium |
| **SM** | **S**ingle **M**ode |
| **SOI** | **S**ilicon **O**n **I**nsulator |
| **SOLT** | **S**hort **O**pen **L**oad **T**hru |
| **TFR** | **T**hin **F**ilm **R**esistor |
| **TIA** | **T**rans- **I**mpédance **A**mplifier |
| **A**mplifier | |
| **UHF** | **U**ltra **H**autes **F**réquences |
| **UTC** | **U**ist **T**bbreviations **C**ere |
| **VCSEL** | **V**ertical **C**avity **S**urface **E**mitting **L**aser |
| **VNA** | **V**ector **N**etwork **A**nalyzer |
| **ZCE** | **Z**one de **C**harge d' **E**space |

*A ma famille...*

# Introduction Générale

L'utilisation de la fibre optique dans les communications permet d'atteindre des débits élevés, un encombremment faible et une forte robustesse. Aujourd'hui elle se positionne comme la meilleure solution autant dans le domaine civil que dans le domaine militaire. Ce travail de thèse s'inscrit dans le domaine de la radio-sur-fibre en particulier au niveau de la réception. Nous nous inscrivons dans le contexte des photorécepteurs faible bruit, le but étant d'optimiser l'interface optique-électrique de ceux-ci tout en garantissant une grande dynamique.

Le rapport de thèse est structuré en quatre chapitres, en partant de l'état de l'art des chaines de communication radio-sur-fibre et plus particulièrement des photorécepteurs, à travers leurs caractérisations et performances. Nous proposons une méthode de conception de photorécepteur. Cette méthode est ensuite mise en oeuvre et utilisée afin de réaliser un photorécepteur faible bruit à grande dynamique compétitif vis-à-vis de l'état de l'art.

Le premier chapitre situe le contexte de la radio-sur-fibre en présentant les éléments opto-microondes constituant la chaine de communication. Nous nous positionnons en réception. Nous présentons les photorécepteurs et les différents paramètres qui les caractérisent afin de les comparer entre eux en les regrouprant en fonction des techniques de conception utilisées dans la littérature. Nous définissons ensuite les paramètres nécessaires à la comparaison des technologies entre elles afin de justifier le choix d'une technologie par rapport à une autre pour la réalisation du photorécepteur.

Dans le deuxième chapitre nous étudions le photorécepteur en tant que système afin de mettre en évidence l'importance des paramètres présentés précédemment sur les performances de celui-ci. De cette analyse nous proposons une méthode de conception liant l'ensemble des grandeurs. Nous montrons aussi comment estimer les performances limites en fonction de la technologie utilisée pour la photodiode et celle de l'amplificateur.

Le troisième chapitre montre la mise en oeuvre et l'utilisation des outils présentés au chapitre précédent avec un logiciel de conception assisté par ordinateur. Nous montrons

la modélisation de composants opto-microondes dans un environnement de simulation électrique. A l'aide de ces outils nous concevons trois photorécepteurs faible bruit et à grande dynamique dans la bande 2,9 GHz - 3,4 GHz. Ceux-ci sont présentés et analysés dans ce chapitre. Les objectifs fixés sont : 300 Ω de transimpédance, 5 pA/$\sqrt{Hz}$.

Le chapitre quatre présente la caractérisation des composants et circuits dans le cadre de la photoréception. Nous montrons particulièrement la caractérisation d'un circuit réalisé dans la bande 2,9 - 3,4 GHz. Nous validons ainsi la démarche et proposons un circuit compétitif vis-à-vis de l'état de l'art.

En conclusion et perspectives, nous illustrons le fait que cette méthode peut être exploitée sur d'autres technologies. Nous mettons en avant aussi le fait que l'on peut envisager la conception de photorécepteurs autour de 20 GHz. Nous envisageons aussi l'utilisation d'une inductance active pour réaliser des photorécepteurs accordables en fréquence pour des fréquences basses.

# Chapitre 1

# Contexte et état de l'art

L'accroissement très rapide de la demande des utilisateurs grand public ou professionnels impose des débits de transmission d'information de plus en plus élevés pour des applications et des usages qui utilisent des réseaux de transmissions optiques et micro-ondes. Il est impératif de reconsidérer chaque maille de ces réseaux de transmission pour qu'ils puissent répondre à ces nouvelles demandes, autant dans les applications civiles que militaires. La convergence optique-microondes et le transport ou la génération de signaux hyperfréquences par voie optique se situent dans ce contexte. Cela trouve des applications comme dans le projet FUI-ORIGIN (Optical-Radio-Integration for Gigabit/s Indoor Network) qui regroupe différents partenaires et notamment le laboratoire ESYCOM. Ce projet a pour but de permettre la transmission de données en plus grande quantité en "Indoor" utilisant des réseaux locaux multi-gigabit sans fil à 60 GHz dont les antennes sont inter-connectées à travers des liens optiques parcourant les différentes pièces.

Dans le domaine militaire, ces problématiques sont également présentes, plus particulièrement dans le but de réduire l'encombrement mais aussi d'augmenter la sécurité et la robustesse des infrastructures tout en favorisant des transferts de données plus importants. Toutes ces problématiques trouvent leurs solutions avec la fibre optique. De plus en plus de travaux dans le domaine ont pour but de remplacer des fonctions déjà existantes par des systèmes optique-microondes pour les avantages cités plus haut. Dans le cadre d'un projet commun soutenu par la DGA (procédure RAPID), le projet Récepteur Optique Hyperfréquences LArge Bande ou ROHYLAB, dont VectraWave et Egide font partis, ce projet a pour but de développer des briques technologiques qui permettent de décliner une gamme de récepteurs optiques capables d'assurer la conversion d'un signal analogique large bande en signal hyperfréquences pour des applications allant jusqu'à

42GHz, ceci pour des applications dans le domaine des radars, des satellites et des télécommunications radio et optique. C'est dans ce contexte que s'inscrit le travail proposé dans le cadre de cette thèse. Il porte précisément sur un point particulièrement important du traitement des signaux véhiculés dans ces réseaux de transmission : l'interface optique-électrique qui, dans un photorécepteur, transforme les signaux optiques transportés par fibre optique en signaux électriques micro-ondes utilisables pour les applications considérées. Le but sera de déterminer comment concevoir ce type de photorécepteur linéaire et faible bruit dans la bande 2,9 - 3,4 GHz, mettre en œuvre des techniques de conception et les vérifier. Dans ce chapitre, nous allons faire l'état de l'art des différents éléments de la chaine et des différentes topologies d'amplificateur utilisées dans les photorécepteurs. Dans un second temps nous analysons les différents types de transformateurs d'impédances utilisés dans les photorécepteurs que l'on peut retrouver dans la littérature, pour finir par une analyse sur les différentes technologies semi-conducteurs à notre disposition pour réaliser un photorécepteur.

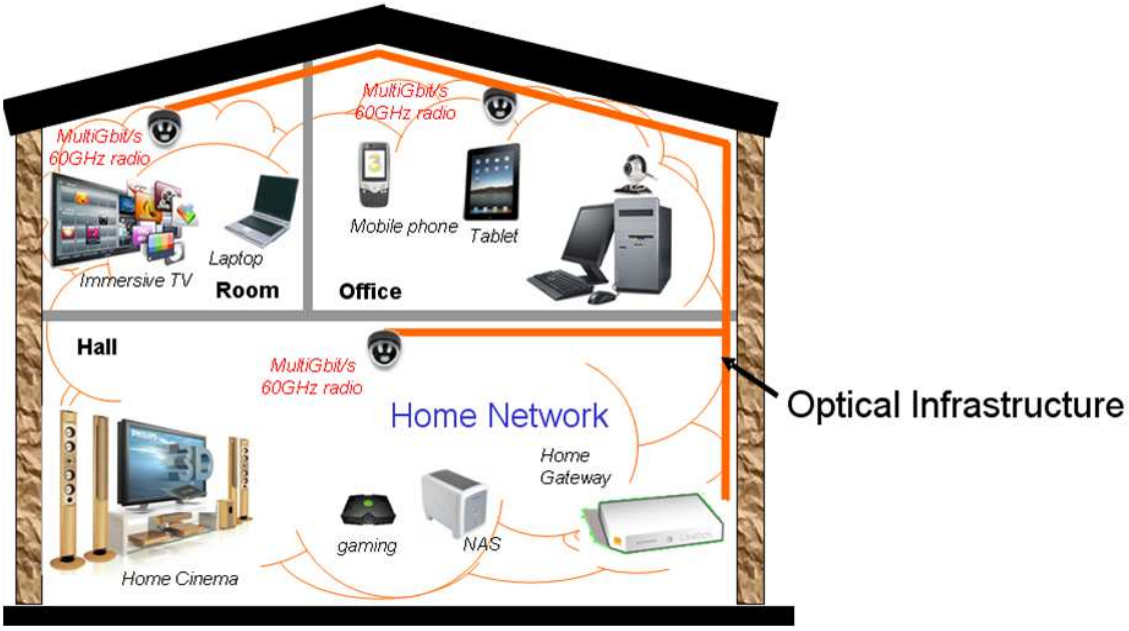



FIGURE 1.1: Projet ORIGIN Infrastructure Optique [1]

## 1.1 Etat de l'art des composants optique-microondes utilisés dans la radio sur fibre

Dans ce paragraphe, nous présentons le contexte dans lequel se situent les travaux de cette thèse. Plus particulièrement nous décrivons le système complet qui sera ensuite divisé en différents blocs. Après avoir mis en évidence le rôle de la fibre optiques dans les télécommunications modernes nous présenterons trois blocs principaux : la source de

notre système à savoir le laser, puis le média, la fibre optique et enfin la photodiode. A travers la présentation de ces trois blocs, nous montrerons comment les qualifier de façon générale, et aussi de façon plus spécifique dans le cadre de notre travail.

### 1.1.1 Rôle clé de la fibre optique dans les communications modernes

La demande en débit a engendré un développement des systèmes de communication et de leurs performances. Lorsque l'on regarde le spectre de fréquences, en comparant le domaine microondes et le domaine optique, on se rend compte de tout l'intérêt du domaine optique. L'invention du laser en 1960 prend tout son sens comme réponse aux télécommunications sachant qu'un système optique peut opérer autour de 200 THz (cf figure 1.2), bien au-delà de l'UHF, le SHF et l'EHF. La capacité de transmission d'information dépend de la fréquence porteuse ce qui permet de présenter la radio-sur-fibre comme réponse croisée en termes de débits et de mobilité.

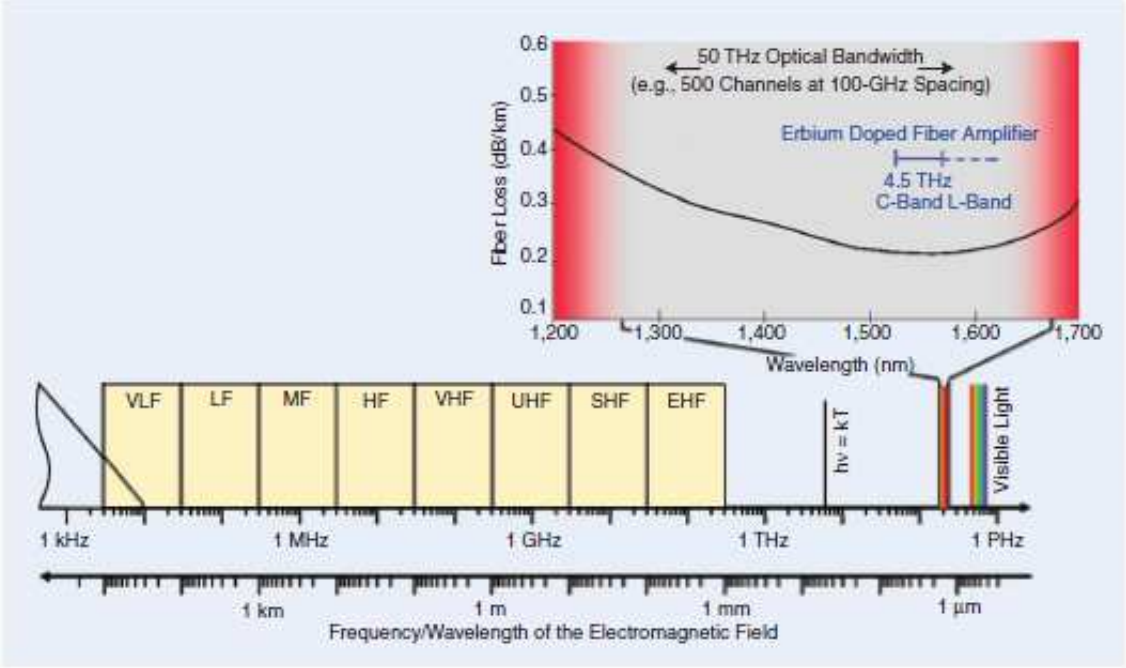



FIGURE 1.2: Répartition du spectre électromagnétique en fonction de la fréquence et de la longueur d'onde [2]

La figure 1.3 montre différentes normes en fonction du débit et de la mobilité et permet d'identifier les systèmes de communication dans lesquels les liaisons Radio-sur-Fibre apparaissent comme une solution.

Dans le domaine domestique, la demande en débit est croissante ce qui a donné lieu à de nouvelles normes, telles que le wifi 802.11.a.d autour de 60 GHz. Pour répondre à cette demande, des architectures ont été développées utilisant la radio-sur-fibre [1].

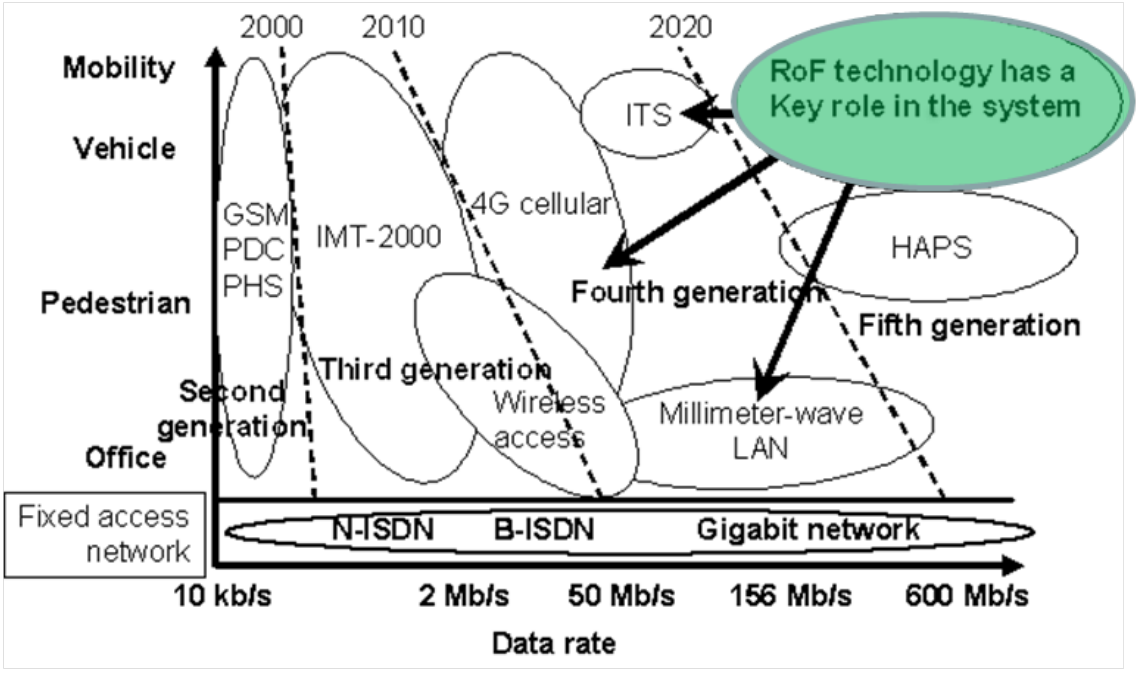



FIGURE 1.3: Systèmes de télécommunication en fonction du débit et de la mobilité. Figure issue de [3]

De la même façon des normes telles que la 4G pour les réseaux mobiles ont trouvé des réponses à travers la radio-sur-fibre en réduisant la complexité des stations de base et en centralisant la synthèse et la génération de fréquence au niveau des stations centrales.

### 1.1.2 Les lasers

Dans les systèmes de communication optique, la source optique la plus utilisée est la diode LASER (Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation). Les lasers actuellement utilisés dans les liaisons optiques sont les lasers à semi-conducteurs issus de matériaux III-V.

On identifie quatre principaux types de lasers à semiconducteurs :

Les lasers "Fabry-Pérot" sont peu performants en bruit mais peu couteux, ces lasers multimodes peuvent atteindre une longueur d'onde de 1550 nm.

Les lasers "Distributed Feedback" (DFB) sont des lasers monomodes très performants en terme de bruit.

Les lasers "Distributed Bragg reflector" (DBR) ont, à la différence des lasers DFB, une contre réaction qui se fait via des miroirs à l'extérieur du milieu actif.

Les lasers "Vertical Cavity Surface Emitting Laser" (VCSEL), facilement fabriquable en grand nombre, présentent de moins bonnes performances en bruit et des puissances plus faibles que les lasers DFBs [4].

Un laser va émettre une puissance optique en sortie qui va dépendre du courant de polarisation qu'on lui injecte, c'est pourquoi une des premières caractéristiques du laser sera la caractéristiques $P_{opt}(I)$ qui représente la puissance optique en fonction du courant de polarisation. La partie linéaire de la courbe aura pour pente la sensibilité du laser $S_{Las}$ exprimée en W/A, elle traduit la capacité du laser à convertir un signal électrique en signal optique.

$$S_{Las} = \frac{P_{opt}}{I - I_{th}} \tag{1.1}$$

A l'aide cette courbe, on va aussi pouvoir déterminer la compression du laser c'est-à-dire pour quel courant de polarisation on peut s'attendre à voir un comportement non-linéaire. En pratique, on fera fonctionner le laser dans la zone linéaire afin de ne pas modifier l'enveloppe du signal.

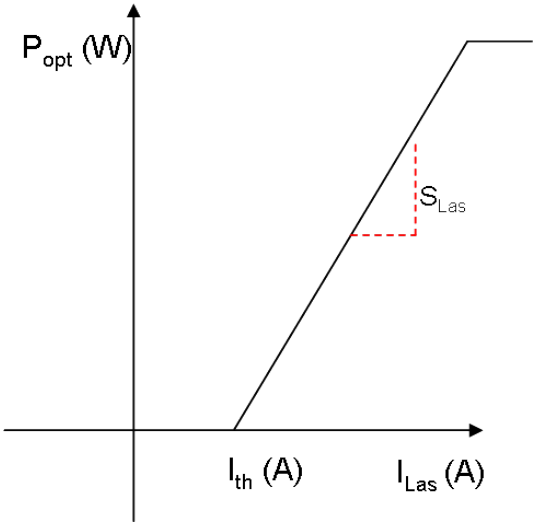



FIGURE 1.4: Courbe de la puissance optique en fonction de l'intensité du courant typique d'une diode laser

Le laser est caractérisé en bruit à travers le bruit d'intensité relative, le RIN ("Relative Intensity Noise"). Il est défini par les fluctuations de l'amplitude du champ optique sur la puissance optique moyenne et s'exprime en dB/Hz, dans un hertz de bande généralement en fonction de la fréquence. Pour illuster cette grandeur, nous présentons les caractéristiques de la diode laser DFB FU68-PDF de Mitsubishi émettant à 1,55 $\mu$m (2,5 Gbits/s). Le RIN du laser va aussi dépendre du courant de polarisation en basses fréquences. La courbe en figure 1.5 montre l'évolution du RIN en fonction du courant de polarisation. Plus le courant de polarisation est élevé et plus le RIN basses fréquences est faible. Plus le courant de polarisation est élevé et plus la puissance optique moyenne devient importante vis-à-vis des variations, le RIN est donc plus faible. Lorsque le courant de polarisation

est faible, on se rapproche d'une zone non linéaire dans laquelle l'émission spontanée est importante. La résonance est alors plus basse en fréquence et le bruit plus important. Par contre, lorsque l'on fonctionne dans la zone linéaire l'émission stimulée est favorisée et, plus elle est importante plus la résonance est élevée.

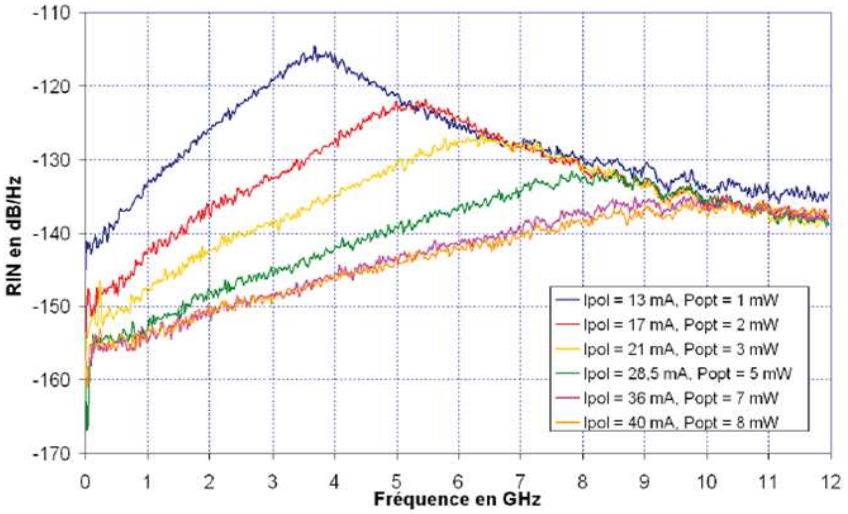



FIGURE 1.5: RIN aux hautes fréquences du laser FU-68-PDF en fonction de son courant de polarisation et de la puissance optique émise [4]

Le laser est aussi caractérisé par sa bande passante à travers sa responsivité en fonction de la fréquence, ou de son paramètre $|S_{21}|$ optique-microonde [5], cela permet de définir la fréquence d'utilisation du dispositif. La figure 1.6 montre deux lasers différents : FU68-PDF de mitsubishi déjà présenté et FU641-SEA du même fabricant. Le laser DFB 15 Gbis/s FU641-SEA émettant à 1,55 $\mu$m intègre un modulateur à électro-absorption.

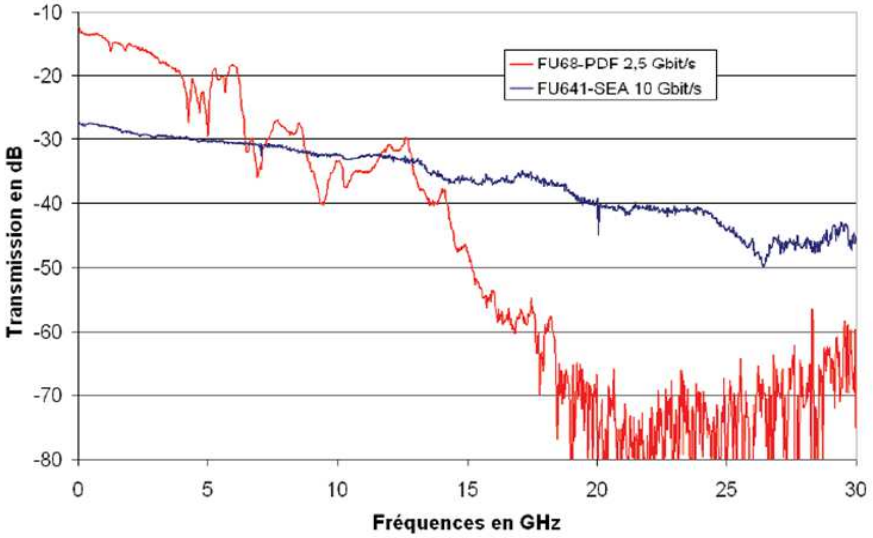



FIGURE 1.6: Bandes passantes des lasers FU68-PDF et FU641-SEA ($|S_{21}|$ électro-optiques) [6]

### 1.1.3 Fibre optique

Dans les systèmes de communication optique, le média de transmission utilisé est la fibre optique. Deux effets affectent la transmission dans la fibre à savoir l'atténuation et la dispersion chromatique. La figure 1.7 présente l'atténuation dans la silice en fonction de la longueur d'onde. De cette figure, on peut définir trois fenêtres optiques dans lesquelles l'atténuation du signal sera minimale : 850 nm, 1330 nm et 1550 nm.

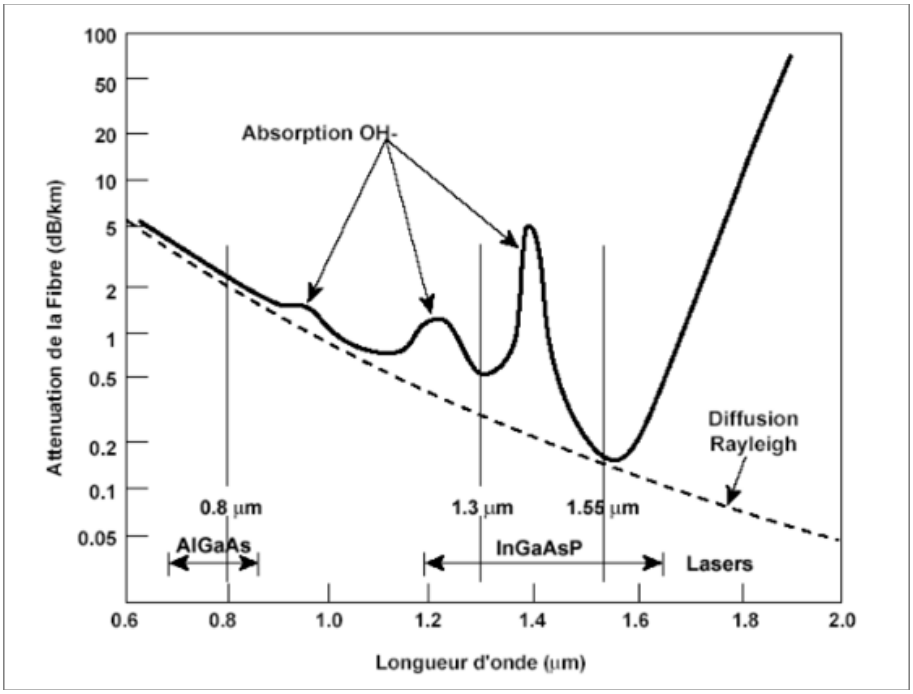



FIGURE 1.7: Atténuation de la fibre en fonction de la longueur d'onde [5]

La figure 1.8 présente la dispersion dans la fibre en fonction de la longueur d'onde. La dispersion est minimale à 1330 nm. De plus le média de transport des signaux présente des milieux de transport de la puissance avec de faibles pertes vis-à-vis des autres médias comme les câbles coaxiaux des systèmes de communication. Les fibres commerciales ont des pertes de transmissions de l'ordre de 0,2 dB/km à 1,55 $\mu$m. De plus l'introduction d'une courte section de fibres dopées Erbium permettent d'amplifier le signal et donc d'augmenter la distance de transmission.

La figure 1.9 montre une comparaison des systèmes de communication en fonction du débit et de la distance à parcourir avant de régénérer le signal.

La fibre est peu encombrante. Elle a un diamètre de l'ordre de 125 $\mu$m avec un faible rayon de courbure et un faible poids. Ce dernier paramètre et très important dans les systèmes embarqués, l'utilisation de la fibre optique dans les satellites apparait aussi comme un enjeu important [2]. En résumé, la fibre optique est un média avec une bande passante élevée, de faibles pertes de transmission, immunisée au rayonnement électromagnétique,

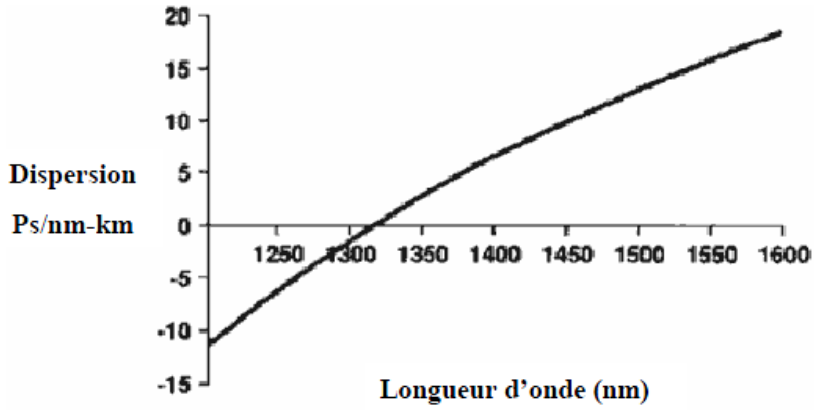



FIGURE 1.8: Dispersion en fonction de la longueur d'onde [5]

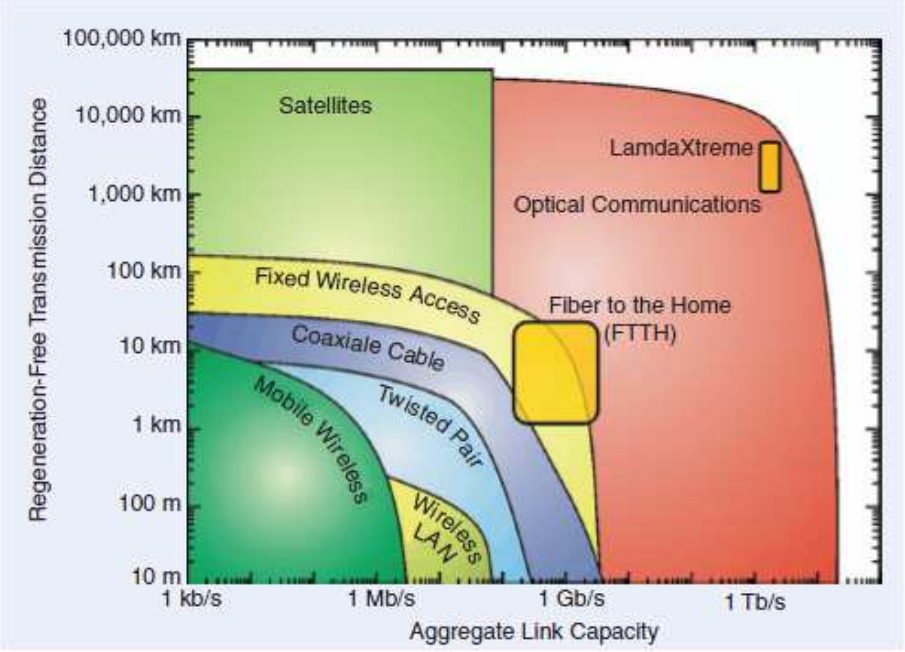



FIGURE 1.9: Distance sans régénération du signal en fonction du débit pour les technologies radio, filaire et optique [2]

de petite taille et légère. L'utilisation de la fibre optique apparait également comme un élément clé pour la transmission des signaux électriques ou bien microondes par voie optique. Ce type de communication fait partie du domaine de la photonique microonde et des liaisons Radio-sur-Fibre (on parlera par la suite de RoF pour Radio-over-Fiber).

### 1.1.4 Les photodiodes

En dernier lieu dans une liaison opto-électrique, on retrouve le photo-détecteur qui se place en sortie de la fibre optique et dont le but est de détecter l'information portée par le signal optique. Les variations de signal optique sont converties en variation de signal

électrique. Le signal en sortie de la fibre à savoir le signal optique reçu par le photo-détecteur est faible, atténué et dispersé. Ce dernier doit avoir de bonnes performances en termes de gain, de bruit et de conversion pour la longueur d'onde optique de la fibre utilisée, le but étant de minimiser les dégradations issues de la photo-détection vis-à-vis de celles générées dans l'émetteur ainsi que celles dues au passage dans la fibre afin de retrouver l'information émise en réception. La qualité de la transmission du signal radio sur la fibre peut être chiffrée à travers "l'Error Vector Magnitude" (EVM) ou le "Bit Error Rate" (BER). Les photo-détecteurs rapides sont exclusivement à base de semi-conducteurs.

Sur le même principe que le laser, la photodiode est caractérisée en statique par la mesure du photo-courant en fonction de la puissance optique reçue. On identifie aussi une zone linéaire pour laquelle le coefficient de la pente est une responsivité constante de la photodiode et une zone non linéaire pour laquelle la responsivité décroit (figure 1.10).

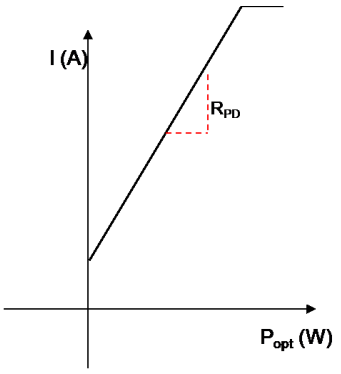



FIGURE 1.10: Caractéristique typique d'une photodiode

Pour caractériser un photorécepteur en bruit, on parle de deux grandeurs principales, le bruit de grenaille et le bruit thermique. Le premier le bruit de grenaille ou « shot noise » est causé par le fait que le courant électrique n'est pas continu mais constitué de porteurs de charges élémentaires. Ensuite, il y a le bruit thermique dû à la photodiode et aux étages électroniques éventuels en sortie de la photodiode. Le courant d'obscurité est aussi une caractéristique de la photodiode, il s'agit du courant électrique résiduel d'un photo-détecteur en l'absence d'éclairement lumineux.

Parmi les photodiodes, on retrouve trois grandes familles de photodiodes : les photodiodes p-i-n, les photodiodes à avalanche et les photodiodes UTC ("Uni-Travelling Carrier") .

Les photodiodes "PIN", conçues en intercalant une région intrinsèque $I$ entre les régions de typp $N$ et $P$, sont réalisées à partir de différents matériaux en fonction de la longueur détectée dans les trois fenêtres optiques. Les photodiodes à base de silicium ou de GaAs sont utilisées à 850 nm et celles à base de InGaAs à 1330 nm et 1550 nm. La polarisation inverse de la photodiode PIN engendre une région neutre totalement désertée par les

porteurs. Lorsqu'un photon incident possède une énergie supérieure à la bande interdite, une paire électron trou est créée à cause de l' absorption du photon. Des porteurs seront créés dans la zone déplétée, ceux-ci seront séparés par le champ électrique dans cette zone et collectés sur les bords de la jonction polarisée en inverse. Ceci donne lieu à un courant photoélectrique, qui est relié linéairement à la puissance optique incidente. En augmentant l'épaisseur de la zone déplétée le nombre de photons absorbés augmente, donc sa sensibilité. Le temps de transit des paires électrons-trous augmente aussi cependant et cela implique une réduction de la vitesse de réponse et une diminution de sa bande passante.

Les photodiodes à avalanche dont le but est de générer un très grand champ électrique dans la zone intrinsèque et amorcer un effet d'avalanche. Elles fonctionnent sous des tensions de polarisation très élevées afin de favoriser le phénomène de multiplication des porteurs.

Les photodiodes UTC ont pour but de lutter contre l'effet de charge d'espace qui limite la vitesse des porteurs à fort courant photogénéré. Il en résulte des photodiodes avec de forts courants de saturation et des bandes passantes élevées. La figure 1.11 compare les photodiodes p-i-n et UTC en terme de puissance de sortie.

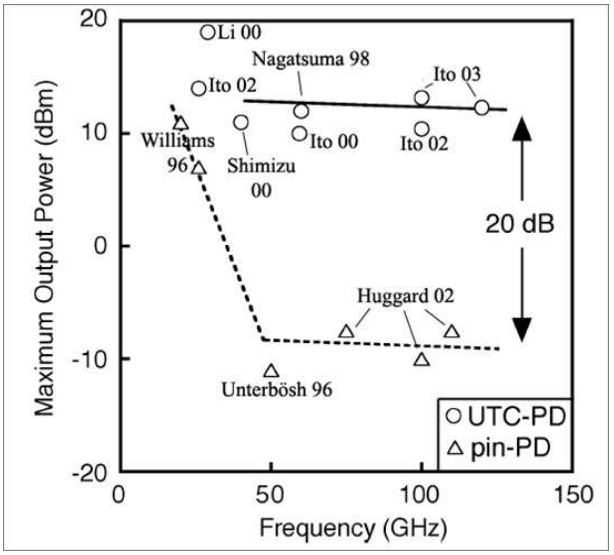



FIGURE 1.11: Comparaison des puissances de sortie microondes publiées en fonction de la fréquence de fonctionnement pour les photodiodes PIN et UTC [7]

La figure 1.12 compare différentes photodiodes (PIN et UTC) en terme de responsivité vis à vis de la bande passante. Plus la zone de charge active est faible, plus la fréquence de coupure est élevée, par contre la responsivité est plus faible ([8]-[18]).

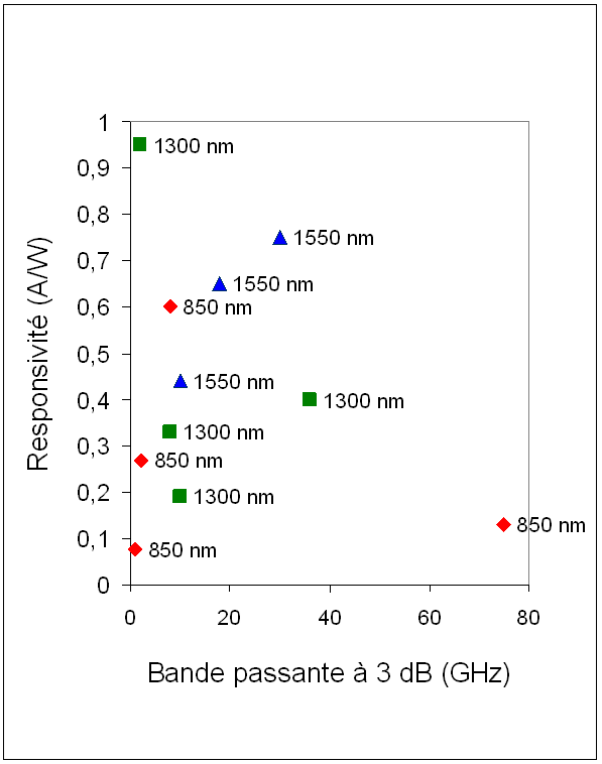



FIGURE 1.12: Exemples de compromis responsivité/bande présents dans la littérature

## 1.2 Etat de l'art des amplificateurs à transimpédance pour des applications de photoréception

Dans cette partie, le but est d'explorer les différentes topologies de transformateur d'impédance issues de la littérature afin de concevoir des amplificateurs transimpédance et de les comparer en fonction des grandeurs caractéristiques qui seront dans un premier temps définies. Ensuite les différentes topologies seront présentées et analysées.

### 1.2.1 Grandeurs caractéristiques

L'amplificateur à transimpédance (TIA) est un circuit qui convertit le courant d'entrée en une tension de sortie proportionnelle(figure 1.13). Il est également appelé « convertisseur courant-tension ». L'amplificateur à transimpédance a idéalement une résistance d'entrée nulle et une résistance de sortie faible et un gain transimpédance constant.

On définit la transimpédance comme étant le rapport entre la tension mesurée en sortie du quadripôle sur une charge 50 Ω et le courant mesuré en entrée de ce même quadripôle.

Pour qualifier un TIA en bruit, nous parlons de densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée qui représente la source de courant de bruit équivalente en entrée du quadripôle, elle est exprimée en $A/\sqrt{Hz}$.

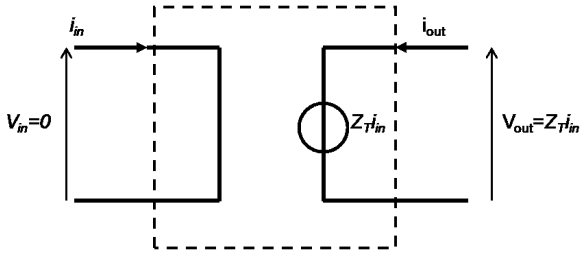



FIGURE 1.13: Schéma de principe d'un amplificateur à transimpédance

### 1.2.2 Topologie de TIA

De l'état de l'art, on peut faire ressortir quatre topologies d'amplificateur à transimpédance large bande : la topologie à grille commune ("common-gate") [19], la topologie à retour résistif ("resistive feedback") [20]-[21], celle à retour capacitif ("capacitive feedback") [22] et celle à cascode à grille régulée ("regulated cascode") [22] - [23]. Nous faisons ressortir aussi des TIAs ultra large bande [24] et bande étroite [25]-[26].

#### 1.2.2.1 "Common Gate TIA"

Une des topologies largement utilisées afin de réaliser des amplificateurs transimpédance pour photorécepteur est la topologie en grille commune ou "common-gate TIA" ("CG-TIA"). Cette topologie a l'avantage d'être large bande, du DC vers une certaine fréquence de coupure. Elle présente une densité de courant de bruit équivalent ramenée en entrée de l'ordre de 4,2 pA/$\sqrt{Hz}$ (cf tableau 1.1), d'après [19].

L'étage en grille commune va agir comme un étage tampon de sorte à éliminer la capacité parallèle de la photodiode. En terme de circuit équivalent le photorécepteur pourra être vu comme deux sources de courant qui débitent dans une résistance élevée (cf figure1.14). Dans ce type de topologie, on essaiera d'obtenir des valeurs de résistances élevées. Plus la résistance sera élevée plus la transimpédance sera élevée et plus le bruit sera faible.

#### 1.2.2.2 "Resistive Feedback"

Une autre topologie utilisée est l'amplificateur transimpédance à "feedback résistif" (RF-TIA pour resistive feedback TIA). Il s'agit de réaliser une contre-réaction résistive entre la sortie et l'entrée. Cette topologie à l'avantage d'être faible consommation, mais peut

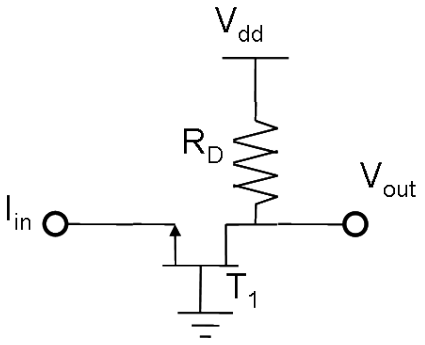



FIGURE 1.14: Schéma du "CG-TIA"

TABLEAU 1.1: Caractéristiques de TIA utilisant la topologie "CG-TIA"

| | |
|---|---|
| Références | [19] |
| Bande passante (BW en GHz) | 3,5 |
| Transimpédance ($Z_T$ dBΩ) | 61 |
| Densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée ($i_{eq}$ $pA/\sqrt{Hz}$) | 4,2 |
| Matériau | Si |
| Technologie | 0,6 $\mu$m CMOS |
| Consommation (mW) | 135 |
| Dimension (mmxmm) | 0,5x0,17 |
| Année | 1998 |

être bruyante du fait de la résistance parallèle qui est ramenée en entrée à travers la contre réaction, avec 20,9 pA/$\sqrt{Hz}$ sur 13,6 GHz pour [20] mais seulement 4,2 pA/$\sqrt{Hz}$ sur 1 GHz pour [21].

Dans ce type de circuit (cf figure 1.15), on cherchera à avoir une résistance la plus élevée possible afin de minimiser le bruit et augmenter la transimpédance en veillant à conserver la stabilité du circuit. Cette topologie reste tout de même sensible à la valeur de la capacité parallèle de la photodiode.

#### 1.2.2.3 "Feedback capacitif"

Une autre topologie que l'on peut retrouver est l'amplificateur transimpédance à réseau capacitif (cf figure 1.16). Dans cette topologie, il s'agit de réaliser un amplificateur de courant dont le gain dépend du réseau capacitif. De plus ce réseau capacitif ne vient pas ajouter de sources de bruit en entrée. De la même façon le courant de bruit ramené en entrée va dépendre du dimensionnement des deux capacités. De [22], nous avons les

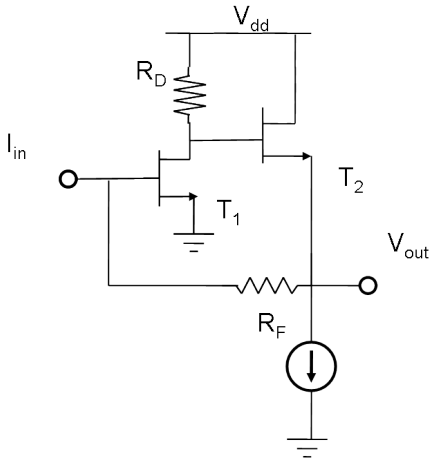



FIGURE 1.15: TIA à feedback résistif

TABLEAU 1.2: Caractéristiques de TIA utilisant la topologie RF-TIA

| Références | [20] | [21] |
|---|---|---|
| Bande passante (BW en GHz) | 13,6 | 1 |
| Transimpédance ($Z_T$ dBΩ) | 83 | 69,8 |
| Densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée ($i_{eq}$ $pA/\sqrt{Hz}$) | 20,9 | 4,2 |
| Matériau | Si | Si |
| Technologie | 0.065 $\mu$m CMOS | 0.18 $\mu$m CMOS |
| Consommation (mW) | 93 | 13,2 |
| Dimension (mmxmm) | 0,64x0,66 | - |
| Année | 2012 | 2006 |

expressions de la transimpédance et de la densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée. On choisit $C_1$ de forte valeur et $C_2$ de faible valeur afin de minimiser le bruit. Pour maximiser la transimpédance, on fait l'inverse concernant le dimensionnement des capacités, mais on arrive à augmenter le gain à travers le dimensionnement de la valeur de $R_D$. La figure 1.17 décrit les performances atteintes par [22]. Cette architecture est passe-bande avec dans ce cas une bande de 100 kHz à 1 GHz avec un gain de 80 dBΩ et un bruit de moins de 2 pA/$\sqrt{Hz}$ dans la bande.

#### 1.2.2.4 "Regulated gate cascode"

La topologie cascode régulé ou "Regulated Cascode TIA" ("RGC-TIA"), a pour avantage de présenter une faible impédance en entrée avec une faible consommation. Le "RGC-TIA" permet de s'affranchir de la capacité parasite de la photodiode en l'augmentant.

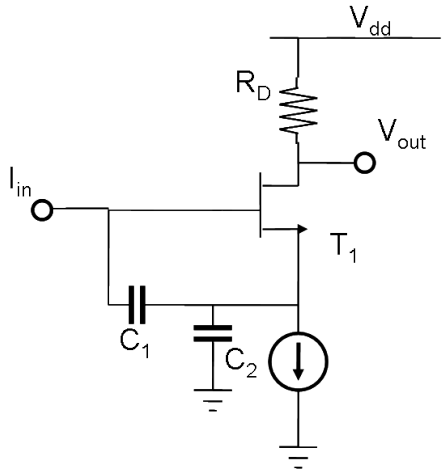



FIGURE 1.16: TIA à réseaux capactifs

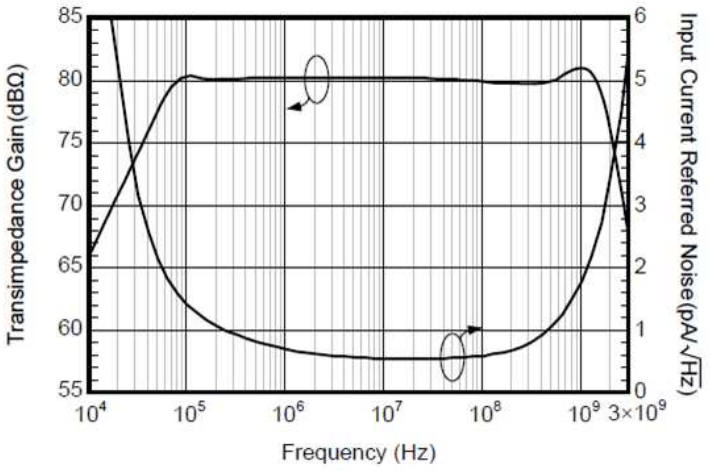



FIGURE 1.17: Transimpédance et densité de courant de bruit équivalente ramenée en entrée pour un TIA à réseaux capacitifs [22]

La conductance $g_{mb}$ du transistor $T_2$ a pour but de minimiser le bruit, on cherchera à obtenir une forte valeur de la même façon pour les différentes résistances $R_S$, $R_1$ et $R_B$ (cf figure 1.18). L'état de l'art des "RGC-TIA" est présenté dans le tableau 1.3. [27] démontre le plus bas niveau de bruit sur 2,5 GHz. Sa consommation, avec 7,2 mW, est la plus faible dans l'état de l'art, toutes architectures confondues.

#### 1.2.2.5 Topologie Ultra-Large-Bande

Pour réaliser des TIAs ultra-large-bande, [24] une succession de montage en cascade sur une technologie InGaAs-InP de 1,2 $\mu$m. Cette bande passante très élevée s'obtient au détriment du bruit avec une densité équivalente de courant de bruit de 35 pA/$\sqrt{Hz}$. Les caractéristiques de ce TIA sont reportées au tableau 1.4. La figure 1.19 montre

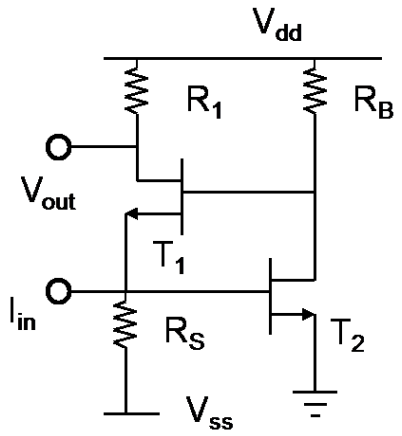



FIGURE 1.18: Schéma du "RGC-TIA"

TABLEAU 1.3: Caractéristiques de "RGC-TIA"

| Références | [22] | [27] | [28] | [29] | [23] |
|---|---|---|---|---|---|
| Bande passante (BW en GHz) | 1,9 | 2,5 | - | 3,5 | 7 |
| Transimpédance ($Z_T$ dBΩ) | 80 | 76 | 78,79 | 61 | 55 |
| Densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée ($i_{eq}$ $pA/\sqrt{Hz}$) | 1,93 | 2,5 | 4,5 | 4,2 | 17,5 |
| Matériau | Si | Si | Si | Si | Si |
| Technologie | 0,13 $\mu$m CMOS | 0,18 $\mu$m CMOS | 0,6 $\mu$m CMOS | 0,6 $\mu$m CMOS | 0,18 $\mu$m CMOS |
| Consommation (mW) | 12 | 7,2 | 30 | 135 | 18,6 |
| Dimension (mmxmm) | 0,4 | 0,33 | - | 0,5x0,17 | 0,4x0,25 |
| Année | 2011 | 2010 | 2000 | 1998 | 2009 |

son diagramme en blocs. Il est constitué d'un amplificateur différentiel à transimpédance (TIA), un étage transadmittance-transimpédance (TAS-TIS), de deux émetteurs suiveurs et d'un étage tampon en sortie (OB).

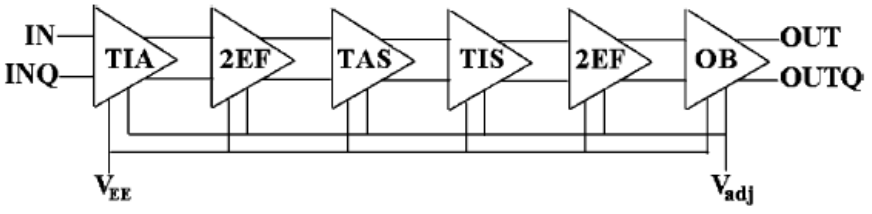



FIGURE 1.19: Diagramme en blocs du TIA ultra large bande issu de [24]

TABLEAU 1.4: Caractéristiques de TIA Ultra Large Bande

| | |
|---|---|
| Références | [24] |
| Bande passante (BW en GHz) | 47 |
| Transimpédance ($Z_T$ dB) | 56 |
| Densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée ($i_{eq}$ $pA/\sqrt{Hz}$) | 35 |
| Matériau | InGaAs - InP |
| Technologie | 1,2 $\mu$m HBT |
| Consommation (mW) | 457,6 |
| Dimension (mmxmm) | 0,675x0,975 |
| Année | 2004 |

#### 1.2.2.6 Topologie bande étroite

La méthode utilisée pour la conception de TIA en bande étroite sera analysée en détails dans le chapitre suivant. Elle utilise des réseaux réactifs afin de réaliser l'adaptation d'impédance entre la photodiode et un amplificateur. [25] et [26], respectivement sur une technologie 150 nm pHEMT GaAs et 0,18 $\mu$m CMOS, utilisent cette démarche avec un montage cascode. [25] obtient un $i_{eq}$ de 5,7 pA/$\sqrt{Hz}$ à 10 GHz et [26] obtient un $i_{eq}$ de 6,875 pA/$\sqrt{Hz}$ à 5,2 GHz. Les caractéristiques de ces deux TIAs sont reportées au tableau 1.5.

TABLEAU 1.5: Caractéristiques des TIAs à bande étroite

| Références | [25] | [26] |
|---|---|---|
| Bande passante (BW en GHz) | $f_c$=10 GHz | $f_c$=5,2 GHz |
| Transimpédance ($Z_T$ dB) | 64,1 | 56,6 |
| Densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée ($i_{eq}$ $pA/\sqrt{Hz}$) | 5,7 | 6,875 |
| Matériau | GaAs | Si |
| Technologie | 150 nm PHEMT | 0,18 $\mu$m CMOS |
| Consommation (mW) | - | - |
| Dimension (mmxmm) | 1,2x2 | - |
| Année | 2001 | 2006 |

### 1.2.3 Analyse comparative des performances

Les figures 1.20 et 1.21 font l'état des performances des différentes topologies en termes de gain à travers la transimpédance et de bruit à travers la densité de courant de bruit équivalente ramenée en entrée en fonction de la bande passante. Les références [29] et [24] atteignent les fréquences les plus élevées avec un gain transimpédance de près de 50 dBΩ à respectivement 30 GHz et 47 GHz de bande passante, mais avec des niveaux de bruit évidemment très importants, jusqu'à 35 pA/$\sqrt{Hz}$. [29] utilise la topologie "RGC-TIA" et [24] utilise un amplificateur différentiel avec une technologie HBT InGaAs-InP.

En terme de bruit les densités équivalentes de courant de bruit varient entre 2 $pA\sqrt{Hz}$ et 35 $pA\sqrt{Hz}$. En termes de bruit et de transimpédance, les figures 1.20 et 1.21 montrent que la topologie active large bande qui permet d'avoir les meilleures performances est la topologie "RGC-TIA". La plupart de ces circuits sont réalisés sur des technologies CMOS ([22]-[35]).

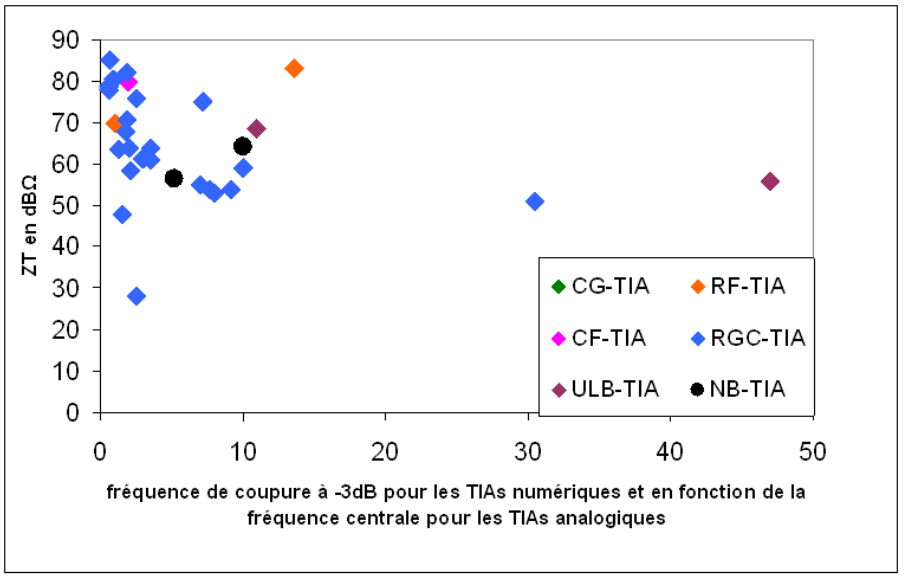



FIGURE 1.20: Transimpédance en dBΩ en fonction de la fréquence de coupure à 3 dB en GHz pour les topologies large bande et en fonction de la fréquence centrale pour les toplogies à bande étroite

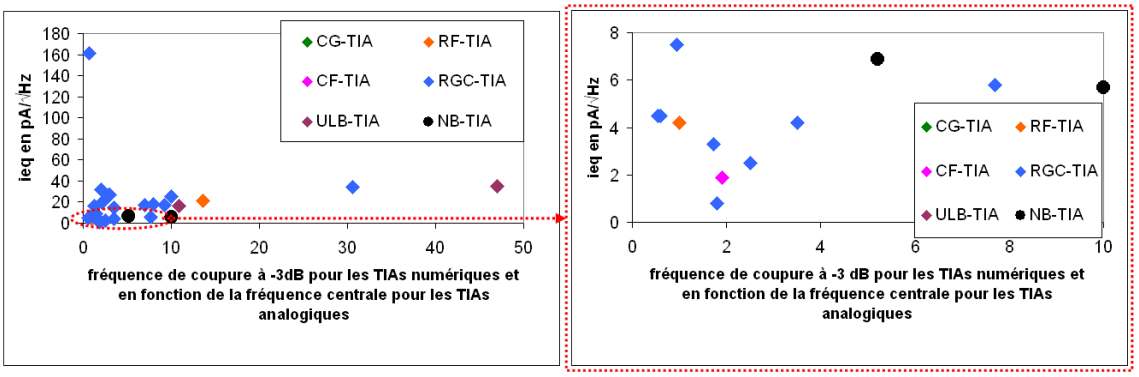



FIGURE 1.21: Densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée ( $pA\sqrt{Hz}$) en fonction de la fréquence de coupure à 3 dB en GHz pour les topologies large bande et en fonction de la fréquence centrale pour les toplogies à bande étroite

### 1.2.4 Synthèse et choix de la topologie pour la suite

Deux grandeurs principales sont utilisées pour caractériser un TIA, il s'agit de la transimpédance qui traduit la conversion du photocourant en tension sur 50 Ω ainsi que la densité de courant équivalente de bruit ramenée en entrée. A l'aide de ces grandeurs nous avons comparé différentes topologies de TIA : "CG-TIA", "RF - TIA", "Feedback capacitif TIA" et "RGC-TIA". La topologie la plus fréquente dans la littérature ces dernières années est la topologie "RGC-TIA" principalement réalisée sur des technologies CMOS. Avec cette topologie il est possible d'atteindre des transimpédances de l'ordre de 80 dBΩ et une densité de courant équivalent de bruit ramenée en entrée allant de 2 pA/$\sqrt{Hz}$ à 10 pA/$\sqrt{Hz}$ avec une fréquence de coupure pouvant aller jusqu'à 30 GHz. Il existe aussi des TIAs ultra large bande allant jusqu'à 47 GHz mais très bruyante avec 35 pA/$\sqrt{Hz}$.

Dans le cadre de ce travail, nous souhaitons réaliser un photorécepteur avec une bande relative d'environ 15% donc entre la bande étroite et la large bande. On choisit de travailler à partir d'un TIA bande étroite dont on élargie la bande. Cette technique sera alors analyser dans le chapitre 2.

Après avoir fait l'état des différentes techniques utilisées pour concevoir un amplificateur transimpédance en large bande, nous faisons dans la section suivante l'état des différentes technologies semiconducteurs afin de sélectionner celle pour la conception du photorécepteur.

## 1.3 Etat de l'art des technologies semi-conducteurs

Dans ce paragraphe, nous analysons les différents composants actifs disponibles afin de concevoir un circuit d'amplification faible bruit linéaire pour photorécepteur. Cette analyse se décline en deux axes, le premier concerne les composants actifs et leurs grandeurs caractéristiques, le second traite de l'analyse des composants passifs.

### 1.3.1 Analyse des composants actifs

L'analyse des composants actifs est découpée en plusieurs parties. Dans un premier temps nous définissons les principales grandeurs caractéristiques nécessaires à la comparaison de ces composants. Dans un second temps, nous identifions les principaux types de composants actifs. Cela permet de mettre en évidence les différents composants existant en fonction du substrat. On identifie principalement les composants sur silicium et les composants III-V. Ce bilan ainsi réalisé, nous analysons ensuite les différents composants en fonction des grandeurs caractéristiques préalablement définies.

#### 1.3.1.1 Grandeurs caractéristiques essentielles

Avant toutes choses, une technologie a besoin d'un facteur de mérite afin d'être caractérisée et comparée aux différentes technologies. Une technologie est caractérisée en terme de fréquence d'utilisation, en terme de bruit et en terme de puissance pour estimer la puissance de sortie. Ces quatre estimations se font à travers les grandeurs caractéristiques suivantes : la fréquence maximale d'oscillation, la fréquence de transition, le facteur minimum de bruit et la densité de puissance en sortie. La fréquence maximale d'oscillation ($f_{max}$) est définie lorsque le gain transducique est à égal à 1 ($G_{TUmax} = 1$ en linéaire ou $G_{TUmax_{dB}} = 0$), avec le gain transducique définis de la façon suivante :

$$G_T = \frac{Puissance_{delivree}}{Puisance_{disponible}} = \frac{(1-|\Gamma_S|^2)}{|1-\Gamma_S S_{11}|^2}|S_{21}|^2\frac{(1-|\Gamma_L|^2)}{|1-\Gamma_L\Gamma_2|^2} \tag{1.2}$$

La fréquence de transition ($f_t$) est définie lorsque le gain en courant, sortie en court circuit, est égal à 1 ($H_{21} = 1$). Le gain en courant s'exprime en fonction des paramètres "$S$" de la façon suivante :

$$H_{21} = \frac{-2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) + S_{12}S_{21}} \tag{1.3}$$

Ces deux paramètres donnent des informations sur les fréquences de travail de ces technologies. Ils nous permettent de savoir jusqu'à quelle fréquence il serait possible d'avoir du gain en puissance et en courant. Typiquement, $\frac{f_t}{5}$ est pris comme fréquence maximum de travail de façon à garantir une réserve de gain. Le facteur de bruit minimum fournit des informations sur le bruit de la technologie (en dB), pour cela on définit quatre paramètres de bruit :

$R_n$ : Résistance équivalente de bruit (intrinsèque à la technologie)

$Z_{opt} = R_{opt} + jX_{opt}$ : Impédance optimale en bruit

$F_{min}$ : Facteur de bruit minimum

Pour finir, la densité de puissance en sortie permet d'avoir des informations sur la capacité de la technologie à fournir de puissance. Généralement définie à la compression, la densité de puissance en sortie est exprimée en W/mm de grille pour un FET ou W/surface d'émetteur pour un bipolaire.

#### 1.3.1.2 Types de transistors

Les grandeurs étant définies, dans ce paragraphe nous présentons les différents types de transistors et les différents matériaux afin de faire l'état des différentes technologies disponibles.

En électronique radiofréquence, il existe principalement deux types de composants actifs, les transistors bipolaires et les transistors à effet de champ (FET), réalisés tous deux dans les différents matériaux. Les deux principaux types de transistors sont décrits par la suite en termes de fonctionnement physique et de modèle électrique. Dans la figure 1.22, la structure physique d'un transistor bipolaire. Le transistor bipolaire à homojonction (BJT) est composé de deux jonctions PN, qui se répartissent entre ses 3 accès qui sont la base, l'émetteur et le collecteur. La première jonction se fait entre la base et l'émetteur et la seconde entre l'émetteur et le collecteur. Il existe alors deux types de BJT : NPN et PNP. La figure 1.22 montre un BJT de type NPN. Dans ce cas, l'émetteur fortement dopé

N est un réservoir d'électrons, lorsque la jonction B-E est polarisé en direct, les bandes de conduction de l'émetteur et de la base se rapprochent, ce qui entraine le passage de électrons de l'émetteur vers la base. La base étant dopé P, les électrons la traversent rapidement pour se retrouver à l'interface B-C. La jonction B-C est polarisée en inverse alors les électrons tombent dans le collecteur. Ce fonctionnement physique est modélisé électriquement par la figure 1.23.

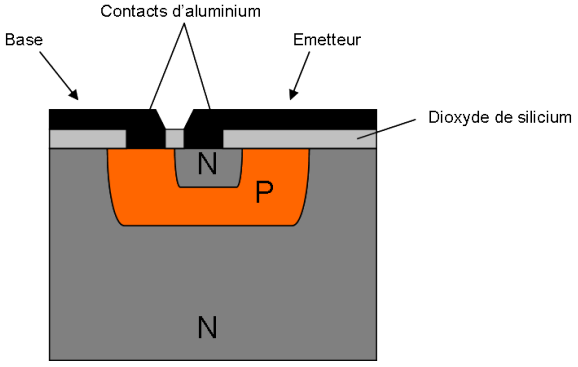



FIGURE 1.22: Transistor bipolaire à homo-jonction

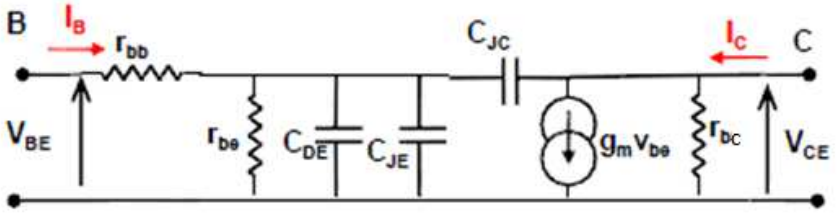



FIGURE 1.23: Modèle équivalent électrique petit signal du transistor BJT

Les paramètres issus du modèle électrique reflètent les propriétés physiques du transistor.

$R_{be}$ : résistance dynamique de la jonction Base-Emetteur polarisée en direct

$C_{DE}$ : capacité de diffusion de la jonction Base-Emetteur polarisée en direct

$C_{JE}$ : capacité de transition des jonctions Base-Emetteur

$C_{JC}$ : capacité de transition des jonctions Base-Collecteur

$R_{bb}$ : résistance dans SC situé entre contact de base et jonction BE + résistance du contact de base

La figure 1.24, montre la structure physique d'un transistor FET, plus particulièrement d'un transistor de type MEtal-Semiconductor Field Effect Transistor (MESFET) qui utilise un contact métal/semi-conducteur à l aide d'un contact Schottky au niveau de la grille. La tension appliquée à la grille module l'épaisseur du canal dans la couche active et donc le passage des porteurs dans le transistor allant de la source vers le drain. Il existe deux types de transistors FET, les transistors FET à enrichissement et les

transistors à déplétion. Le transistors FET à enrichissement est caractérisé par un canal non conducteur en l'absence de polarisation. Tandis que le FET à déplétion est caractérisé par un canal conducteur en l'absence de polarisation.

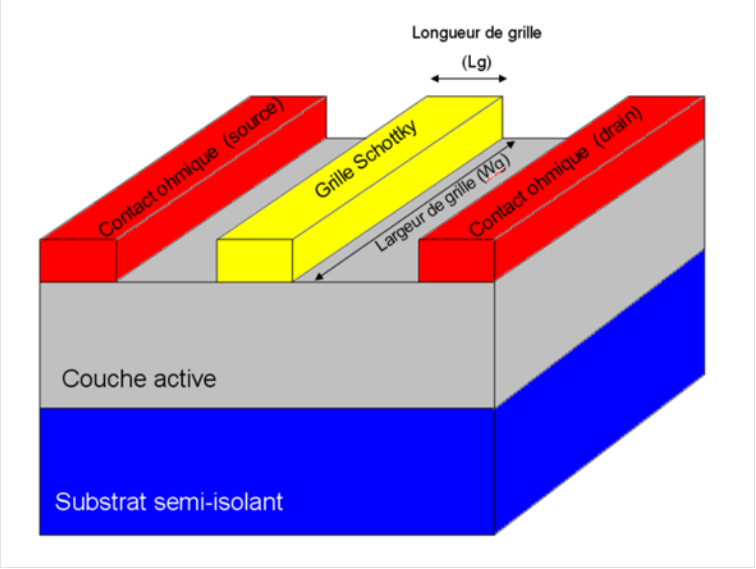



FIGURE 1.24: Structure physique du MESFET

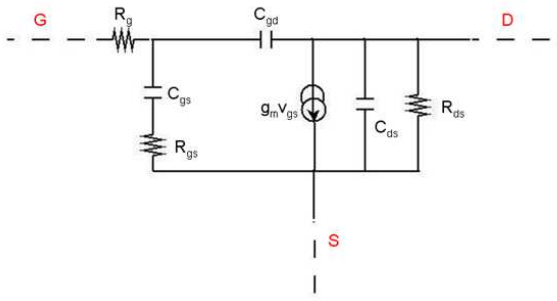



FIGURE 1.25: Modèle équivalent électrique petit signal du transistor MESFET Paramètres intrinsèques

Ce fonctionnement physique est modélisé électriquement sur la figure 1.25. Dans ce modèle électrique, une distinction est faite entre les paramètres intrinsèques, qui modélisent la couche active et le substrat, mais il existe aussi les paramètres extrinsèques, lesquels traduisent l'accès aux contacts métalliques. Ces paramètres intrinsèques sont définis ci-dessous.

$g_m$ : la transconductance gm est l'expression du mécanisme de commande d'un transistor à effet de champ.

$C_{gs}$ : la capacité grille-source Cgs décrit l'interaction capacitive dans une partie de la zone dépeuplée sous la grille.

$C_{gd}$ : la capacité grille-drain représente les effets réactifs entre les deux électrodes.

$C_{ds}$ : la capacité drain source décrit l'interaction capacitive entre les deux régions du canal sous les contacts ohmiques de drain et de source.

$R_{gs}$ : la résistance du canal.

$R_{ds}$ : la résistance de sortie.

$R_g$ : la résistance de grille.

Il existe différents types de substrats et matériaux : les matériaux de type IV comme le Silicium (Si) mais aussi les composés de type IV-IV comme le Silicium Germanium (SiGe) ainsi que ceux de type III-V comme l'Arséniure de Gallium (GaAs) ou encore le Phosphure d'Indium (InP). On peut les différencier dans un premier temps en fonction de la mobilité des porteurs ainsi qu'en fonction de leur conductivité thermique comme le montre le tableau 1.6.

TABLEAU 1.6: Caractéristiques des différents matériaux [36]

| | Si | GaAs | InP |
|---|---|---|---|
| Mobilité des électrons ($cm^2/V.s$) | 1500 | 8500 | 5100 |
| Mobilité des trous ($cm^2/V.s$) | 450 | 400 | 150 |
| Conductivité thermique ($W/cm/K$) | 1,5 | 0,45 | 1 |

Le tableau 1.7 présente les différentes technologies actives utilisant les différents substrats.

TABLEAU 1.7: Résumé des matériaux et types de transistors

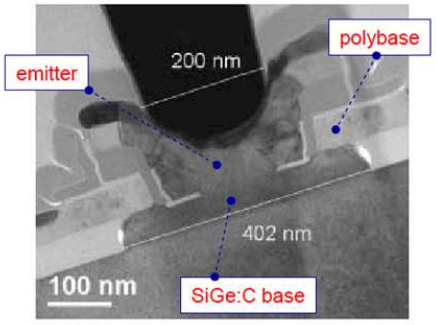
| Substrats | Couche active/mince | Bipolaire | FET |
|---|---|---|---|
| Si | Bulk | BJT | MOSFET |
| | | BiCMOS | |
| | SOI | - | CMOS |
| | SiGe | BiCMOS | |
| | | HBT | - |
| GaAs | GaAs | BJT | MESFET |
| | AlGaAs | HBT | HEMT |
| | InGaAs | - | pHEMT |
| | AlInAs/GaInAs | - | MHEMT |
| InP | GaAs | BJT | MESFET |
| | AlGaAs | HBT | HEMT |
| | InGaAs | - | pHEMT |
| | AlInAs/GaInAs | - | MHEMT |

La technologie GaN est encore en phase de maturation, la technologie SiC par son coût est réservée aux applications de très fortes puissances. Ces deux technologies ne sont pas considérée dans le tableau (1.7).

#### 1.3.1.3 Composants sur Silicium

Sur Silicium, en électronique classique, deux types de composants sont utilisés et ils reprennent les deux différents types de transistors décrits plus haut, il s'agit du transistor bipolaire et du transistor MOSFET (Melal-Oxyde-Semiconductor-Fiel-Effect-Transistor). Les composants sur Silicium ont fortement été développés à partir des années 1970. Aujourd'hui la mise en oeuvre de composants rapide est possible en réduisant le temps de transit. Une évolution des technologies sur Silicium est la technologie BiCMOS. Il s'agit de mettre sur la puce des transistors MOS de type P ou N et des transistors bipolaires conjointement. Par la suite, une évolution importante de la technologie BiCMOS est la technologie BiCMOS SiGe, dans laquelle on réalise un transistor bipolaire à hétérojonction SiGe. L'hétérostructure a pour but de favoriser l'injection des électrons de l'émetteur vers la base. Deux solutions sont possibles, utiliser un matériau à grand gap dans l'émetteur ou utiliser un matériau à petit gap dans la base. La première solution donne naissance au SiC et la seconde au SiGe. L'intérêt du SiGe est de posséder une largeur de bande interdite plus faible que celle du silicium. L'utilisation de l'hétérojonction permet de lever des compromis sur les dopages et épaisseurs de couches, et permet d'atteindre des fréquences très élevées. Sur la figure 1.26, on peut voir un exemple de transistor SiGe BiCMOS proposé par ST-Microelectronics avec un $f_T$ et un $f_{max}$ de 230 GHz et 290 GHz respectivement. Un inconvénient majeur des technologies silicium est le substrat dopé utilisé, de faible résistivité, qui entraîne des pertes élevées pour les composants passifs qui résonnent à des fréquences faibles. Aussi les composants étant sur le même plan, des parasites peuvent apparaître. Pour palier à ceci, des technologies SOI (cf figure 1.27) ont été développées (Substrate On Insulator), dans lesquelles le transistor MOS est fabriqué sur un substrat semi-isolant de Si (figure 1.26). Les éléments passifs sont alors de meilleure qualité. La structure interne des MOSFET en technologie SOI se distingue des technologies MOSFET sur substrat massif par l'ajout d'une couche d'oxyde dans le substrat. La couche d'oxyde permet une bonne isolation des différentes couches du transistor. Il y a alors une diminution des capacités parasites de façon significative, de plus cette technologie a une meilleure intégration vis-à-vis du CMOS-Si bulk. Il n'y a pas encore de technologie BiCMOS SiGe SOI bien que des développements aient été entamés.

Avec le transistor 1.28, on peut atteindre des performances en fréquence telles que $f_t$ = 220 GHz et $f_{max}$ = 240 GHz [38].




| Parameters | Measurements conditions | BiCMOS9MW | Unit |
|---|---|---|---|
| $f_T$ | $V_{CB}$ = 0.5 V | 230 | GHz |
| $f_{MAX}$ | $V_{CB}$ = 0.5 V | 290 | GHz |
| $W_E$ | TEM | 0.13 | µm |
| $J_C$ | peak $f_T$ | 15.0 | mA/µm² |
| β | $V_{BE}$ = 0.75 V | 950 | - |
| $V_{AF}$ | | >200 | V |
| $BV_{EBO}$ | | 2.2 | V |
| $BV_{CEO}$ | $V_{BE}$ = 0.7 V | 1.50 | V |
| $BV_{CBO}$ | | 5.5 | V |
| $R_{Bi}$ | | 2.7 | kΩ/sq |

FIGURE 1.26: SEM SiGe BiCMOS9MW / Performances [37, 38]

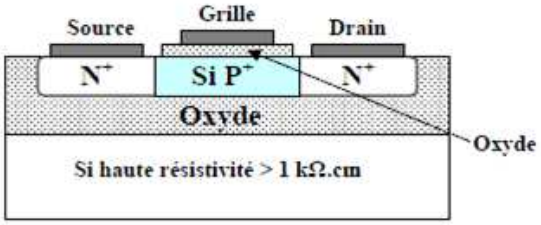



FIGURE 1.27: Technologie MOS - SOI

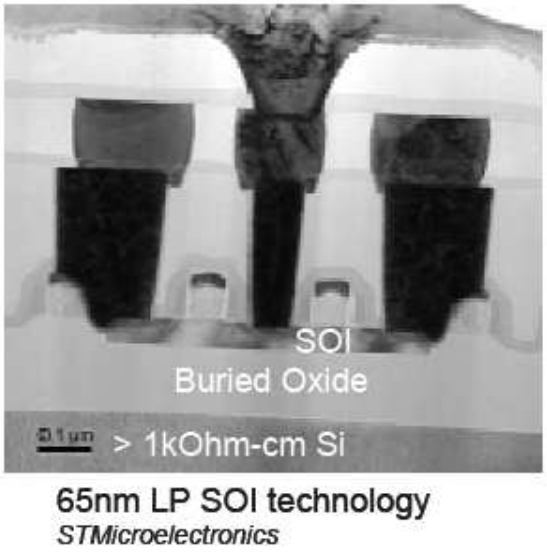



FIGURE 1.28: SEM 65 nm SOI CMOS de ST Microelectronics [38]

#### 1.3.1.4 Composants sur III-V

A partir de ces matériaux, on peut obtenir des composés binaires comme l'Arséniure de Gallium (GaAs), le Phosphure d'Indium (InP), l'Arséniure d'Indium (InAs), l'Arséniure d'Aluminium (AlAs) mais aussi des alliages ternaires et quaternaires tels que GaAlAs ou GaInAs. Sur III-V, on trouve également des transistors de type bipolaire mais aussi

de type FET. Le transistor présenté plus haut, le MESFET, a été fortement développé sur Arséniure de Gallium mais ces transistors restent limités en terme de $f_T$.

Les transistors de type HEMT (High Electron Mobility Transistor) sont des transistors dont le fonctionnement repose sur l'existence d'une hétérojonction semi-conducteur avec un matériau petit gap et un matériau à grand gap. Sa Structure est décrite en figure 1.29. L'hétérojonction permet un meilleur confinement des électrons dans un gaz bidimentionnel et peuvent atteindre une mobilité importante. Par contre, en terme de schéma électrique équivalent intrinsèque petit signal, on retrouve la même modélisation que celle utilisée pour le MESFET (cf figure 1.25). Intrinsèquement ces deux transistors ont le même fonctionnement.

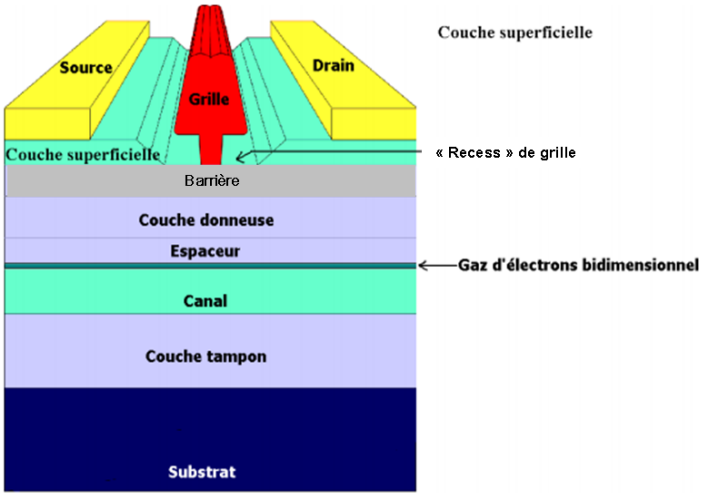



FIGURE 1.29: Structure physique du transistor HEMT [39]

Les différentes filières de composants se différencient par les couples de matériaux utilisés. Dans le HEMT, l'hétérostructure est réalisées par croissance de matériaux les uns sur les autres. Le pseudomorphique HEMT (PHEMT) est caractérisé par des matériaux épitaxiés dont les paramètres cristallins sont voisins. Le métamorphique HEMT (MHEMT) est caractérisé par des matériaux épitaxiés dont les paramètres cristallins sont différents les uns des autres.

Préalablement, nous avons défini quatre grandeurs caractéristiques. Les différentes technologies sont comparées selon ces quatre critères dans la suite de cet paragraphe.

#### 1.3.1.5 Analyse en performances des différentes technologies en terme de fréquence d'utilisation

Dans un premier temps, regardons l'évolution des performances en fréquence des différentes technologies ces dernières années présentée en figure 1.30.

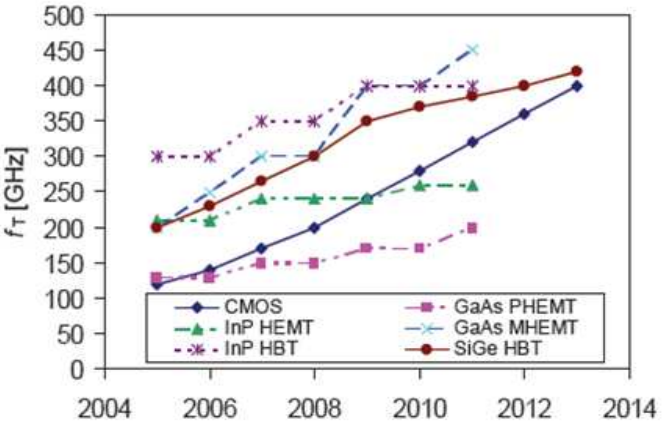



FIGURE 1.30: Fréquence de transition des différentes technologies entre 2004 et 2013 [2]

Il y a eu un fort engouement pour les technologies sur substrat Silicium, aussi bien concernant les transistors de type FET, avec le développement des technologies CMOS bulk et SOI, que les transistors de type bipolaire, avec notamment les technologies SiGe HBT ou SiGe BiCMOS. Tandis que les technologies GaAs ont relativement peu évoluées ces dernières années, mais cela suppose tout de même une technologie maitrisée. Pour pouvoir comparer les transistors en termes de fréquences d'utilisation, $f_{max}$ et $f_t$, on regarde $f_{max} = f(f_t)$ donnée en figure 1.31 pour les différents transistors trouvés toutes technologies confondues. On peut voir sur la figure 1.31, qu' en dessous de 200 GHz, on a de nombreux candidat et notamment les technologies RF CMOS (ou CMOS bulk). Dans cette bande, les transistors qui montent le plus haut en fréquence sont les pHEMT sur GaAs et le SiGe HBT. Par contre dans la bande [200 GHz  700 GHz], on voit que les technologies qui montent le plus haut en fréquences sont les transistors sur InP de type FET à savoir les HEMT et les mHEMT, ainsi que quelques technologies sur Silicium et notamment les technologies SOI CMOS et SiGe HBT. Notons tout de même que pour la majorité des technologies proposées ici, on a $f_T < f_{max}$, ce qui veut dire que pour la plupart des technologies, on aura encore du gain en puissance en l'absence de gain en courant, mais plus on se rapprochera du $f_T$, moins le transistor sera unilatéral. Les points ayant $f_{max} = 0$ correspondent aux points pour lesquels cette information n'est pas fournie ([40]-[52]).

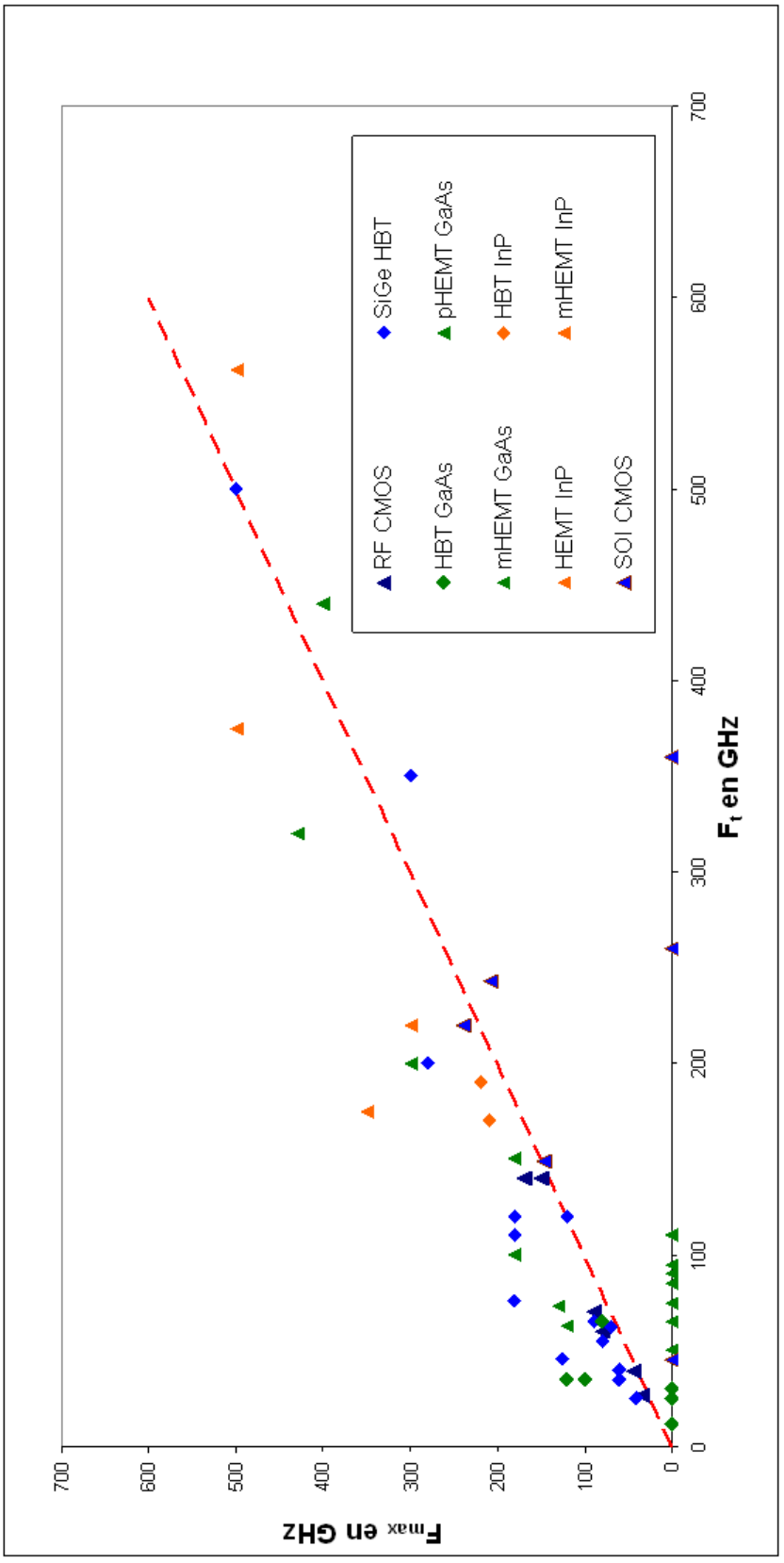



FIGURE 1.31: $f_{max} = f(f_t)$ des transistors toutes technologies confondues de [0 GHz 700 GHz]

Concernant les technologies de type FET, regardons l'évolution de $f_T$ en fonction de la longueur de grille en figure 1.32. Pour les transistors de type FET, la fréquence de transition est inversement proportionnelle à la longueur de grille, donc plus la longueur de grille est faible, plus la fréquence de transition est élevée.

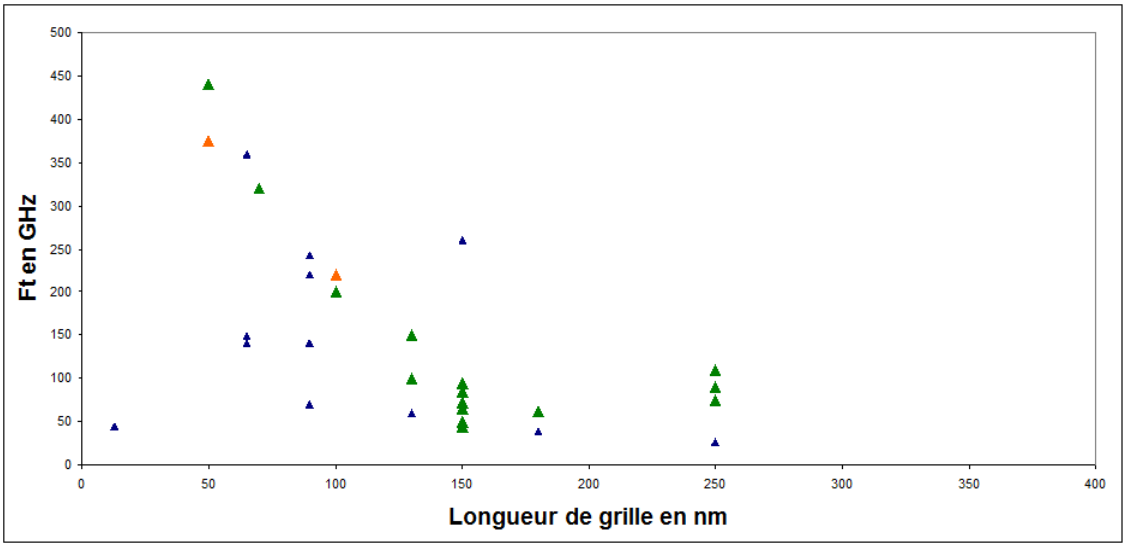



FIGURE 1.32: $f_T = f(L_g)$ ft=f(Lg) pour les transistors de types FET

Pour mieux observer les transistors les plus propices à être utilisés pour les bandes de fréquences définies dans le cahier des charges, on se fixe comme critère de fréquence d'utilisation $\frac{f_T}{5}$.

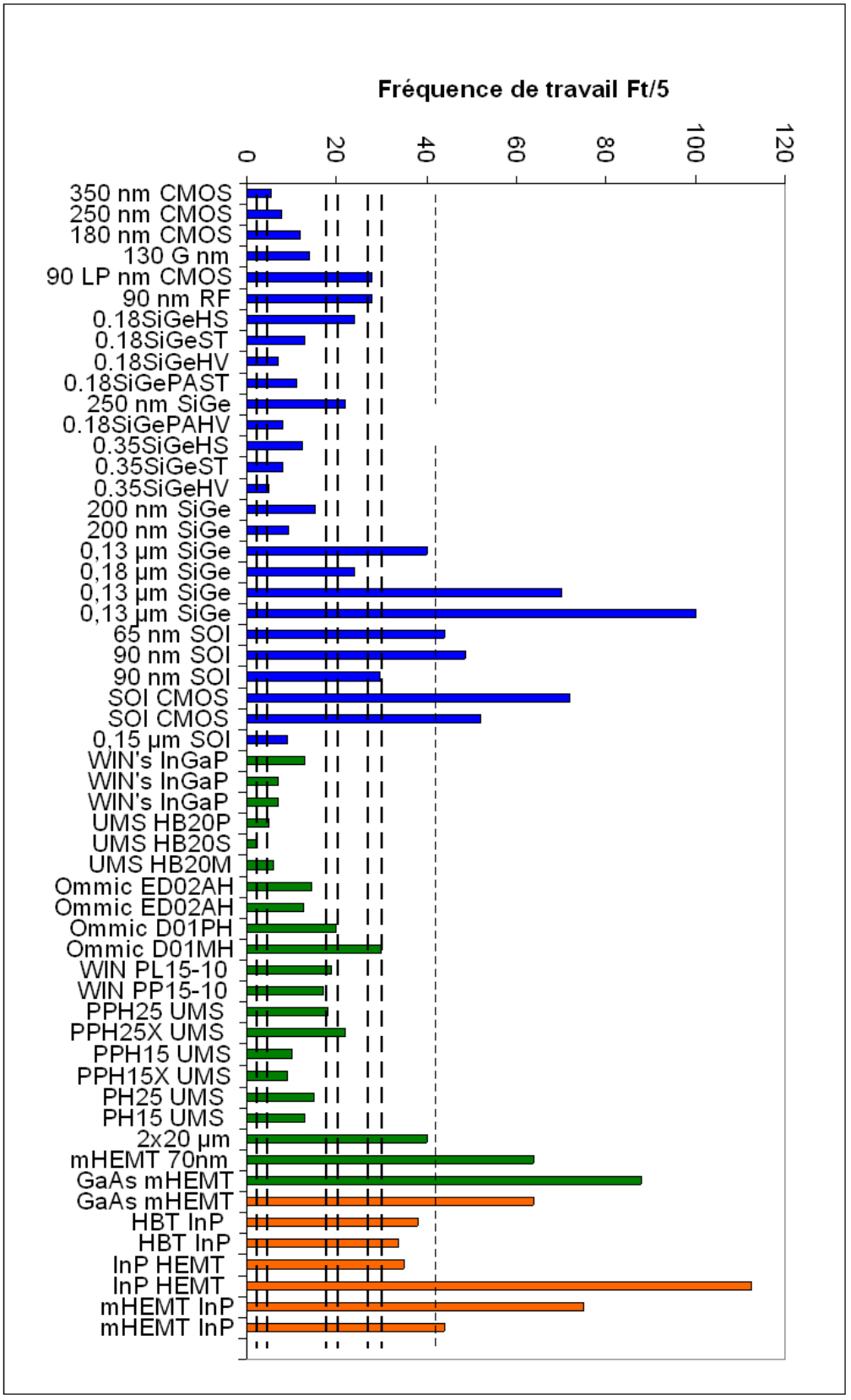



FIGURE 1.33: $\frac{f_T}{5}$ pour les différents transistors recensés

La figure 1.33 nous permet de faire un choix de technologie en fonction des bandes de fréquences dans lesquelles nous souhaitons travailler, représentées par les bandes horizontales en pointillées. Par exemple, si l'on veut travailler à 30GHz, on constate qu'un nombre limité de technologies peut convenir. On voit que plusieurs technologies peuvent être utilisées dans les différentes bandes d'intérêt et d'autres ne les couvrent pas. On retrouve les technologies candidates sur les différents types de substrat, à savoir Silicium, GaAs et InP. Pour les bandes qui nous intéressent, on distingue certaines technologies SiGe HBT, et notamment la technologie SiGe BiCMOS 130 nm de ST Microelectronics, les technologies CMOS SOI 65 nm, les mHEMT sur GaAs, et notamment celle de OMMIC en 130 nm et les technologies HEMT et mHEMT sur InP.

On a plusieurs technologies candidates pour les bandes d'intérêts, cette grandeur caractéristique n'est pas suffisante afin d'effectuer un choix. Analysons maintenant les différentes technologies, en terme de bruit.

#### 1.3.1.6 Analyse en performances des différentes technologies en terme de bruit

Dans cette partie, une comparaison des technologies est réalisée en terme de facteur de bruit minimum que l'on peut atteindre pour différents points de fréquences. Dans le cadre de l'analyse, on limite la plage de fréquences à l'intervalle [0 GHz  100 GHz] afin d'avoir une vision plus nette des différences.

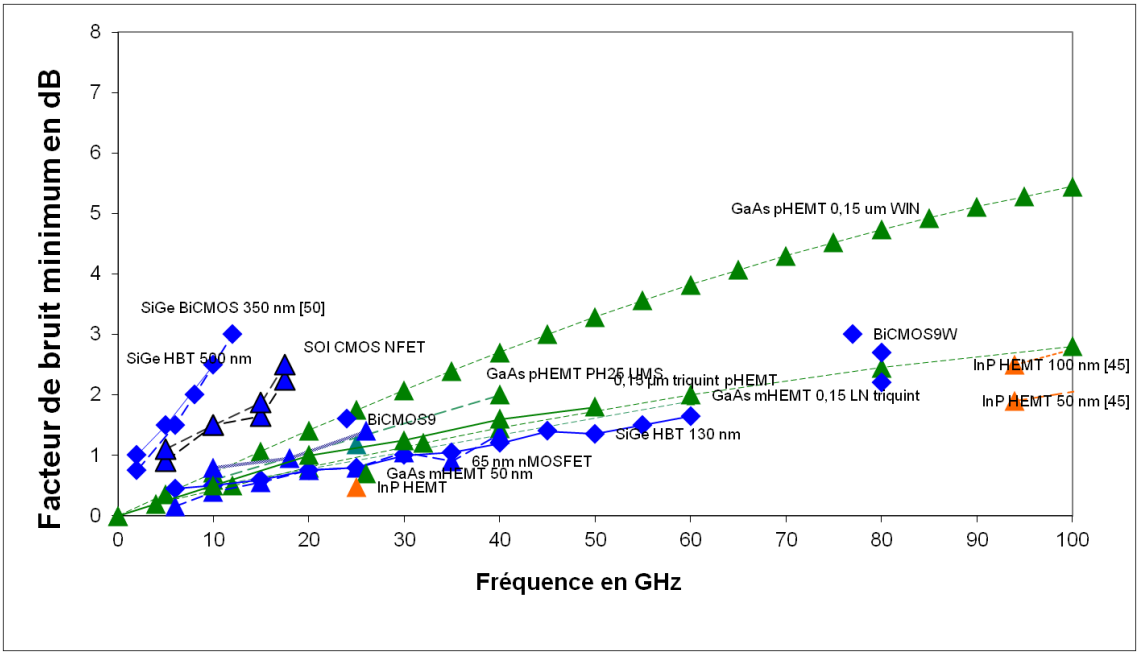



FIGURE 1.34: Facteur de bruit minimum en dB pour différentes technologies dans la bande [0  100 GHz]

Sur la figure 1.34, on peut voir que la technologie 350 nm BiCMOS semble beaucoup moins favorable. En effet, pour cette technologie, le facteur de bruit reste relativement plus élevé que les autres.

#### 1.3.1.7 Analyse en performances des différentes technologies en terme de densité de puissance en sortie

Dans cette partie, les différentes technologies sont comparées en fonction de leur densité de puissance en sortie. Pour ce faire, nous regardons cette grandeur en fonction de $f_T$ en figure 1.35. On voit que les technologies qui fournissent le plus de puissance sont les technologies HBT GaAs de façon générale, mais ce sont aussi celles qui montent le moins haut en fréquences par rapport aux technologies HEMT.

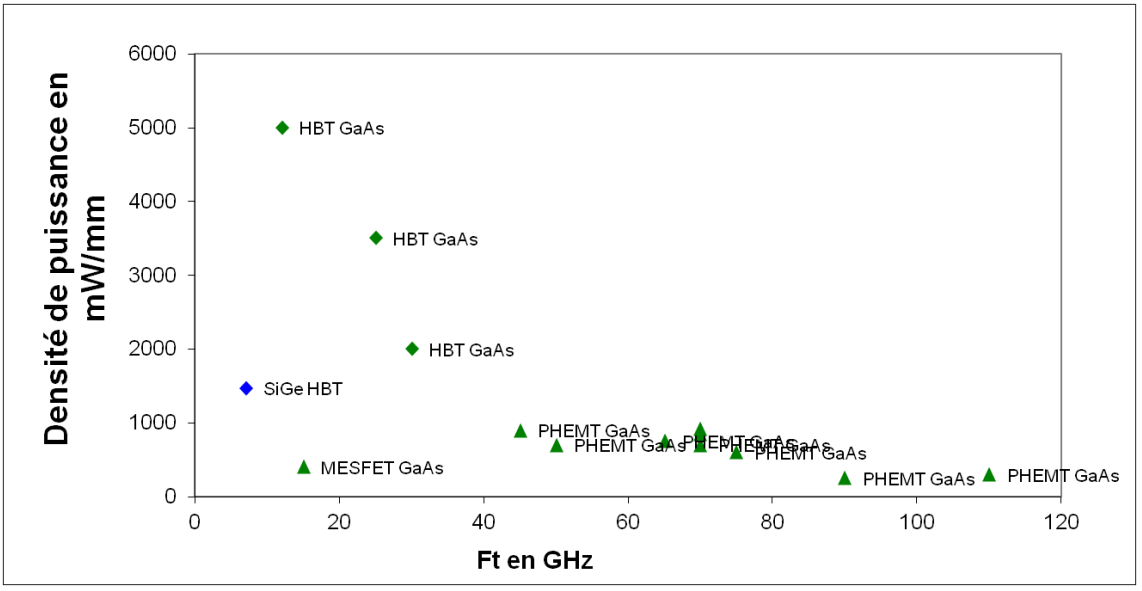



FIGURE 1.35: Comparaison des densités de puissance en sortie pour différentes technologies

Dans les différentes parties développées plus haut, on voit qu'à partir des grandeurs caractéristiques des composants actifs, aucune technologie ne se démarque réellement par rapport aux autres. On retrouve parmi les candidats des représentants sur tout type de matériau et aussi de tous types de transistors. En terme de composants actifs, on ne peut réellement faire un choix quant à la technologie à choisir afin d'être le plus efficace possible pour l'application visée. Nous écartons cependant les technologies InP très peu accessibles, pour focaliser notre étude sur les technologies GaAs, CMOS et BiCMOS SiGe disponibles. Plus précisément les technologies 65 nm CMOS, les technologies 180 nm SiGe BiCMOS et 150 nm pHEMT GaAs.

Dans la partie qui va suivre, nous allons analyser cette fois-ci les composants passifs.

### 1.3.2 Analyse en performances des composants passifs

En terme de composants passifs, on retrouve trois composants élémentaires, les inductances, les capacités et les résistances. Aux fréquences microondes, l'influence des composants parasites devient non négligeable, une inductance peut devenir capacitive de même qu'une capacité peut devenir inductive en fonction de la fréquence à laquelle elle sera utilisée. Ces composants peuvent alors être associés à des réseaux RLC. De ces réseaux on peut alors définir les fréquences de résonances. Les modèles de ce composants doivent intégrer tous les composants parasites.

#### 1.3.2.1 Inductances

Il existe différents types d'inductance : les inductances par tronçon de ligne et les inductances spirales (figure 1.36). Nous analysons ici ces dernières.

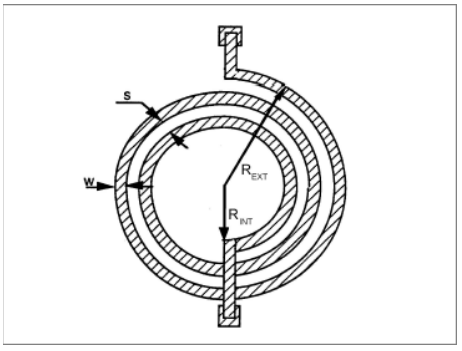



FIGURE 1.36: Dessin d'une inductance spirale

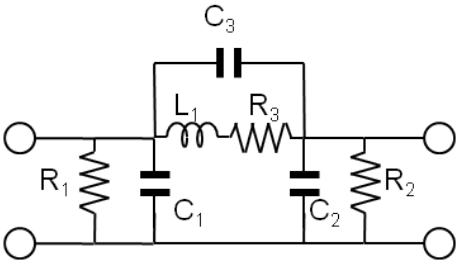



FIGURE 1.37: schéma équivalent localisé d'une inductance spirale

Comparons maintenant les différentes technologies entres elles en fonction des inductances. Les inductances sur GaAs ont un meilleur facteur de qualité que celles réalisées sur Silicium. Cette différence est due aux résistances de substrat plus élevées sur GaAs, ce qui entraine moins de pertes et donc un facteur de qualité plus fort. La technologie 150 nm GaAs pHEMT de Triquint présente un facteur de qualité maximum $Q = 75$ pour ses inductances comme montré en figure 1.38.

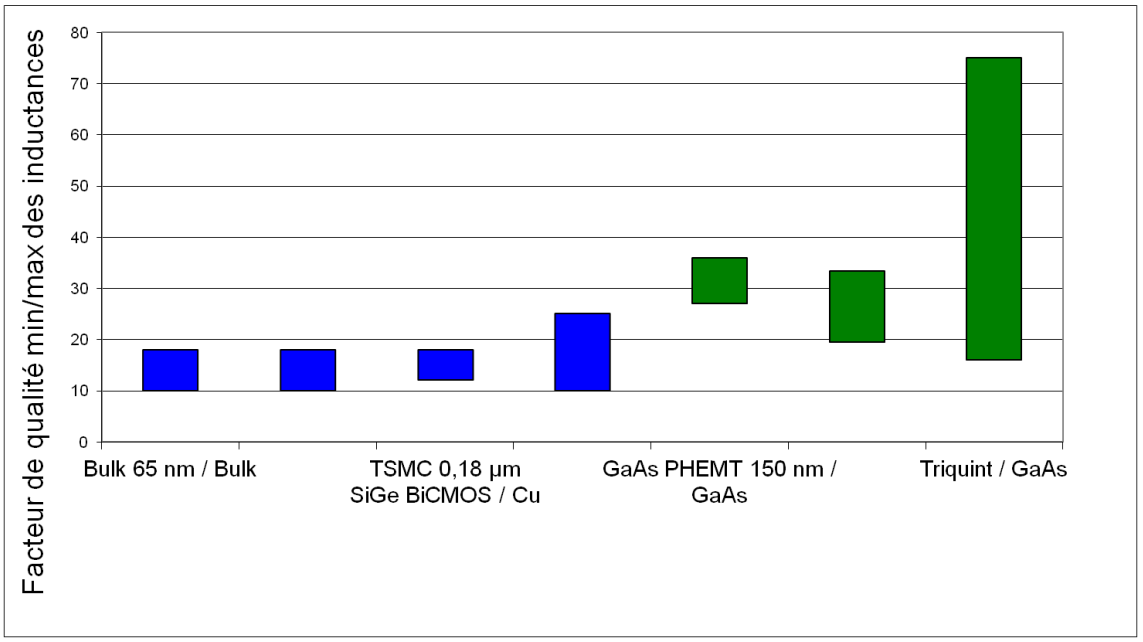



FIGURE 1.38: facteur de qualité min/max d'inductances pour différentes technologies

#### 1.3.2.2 Condensateurs

Il existe plusieurs possibilités pour réaliser des condensateurs. Les condensateurs interdigités, les condensateurs de type diodes réalisés à partir de la capacité d'une jonction, ils permettent notamment de réaliser des condensateurs variables (diode varactor), et les condensateurs verticaux du type métal-isolant-métal (MIM).

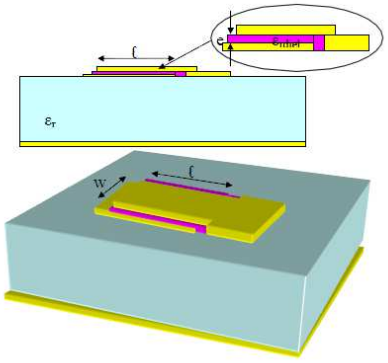



FIGURE 1.39: Schéma d'une capacité MIM

Il existe différents types de diélectriques, notamment le $SiO_2$ et le $Si_3N_4$. La relation donnant la valeur d'une capacité MIM est donnée ci-dessous :

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon S}{e} \tag{1.4}$$

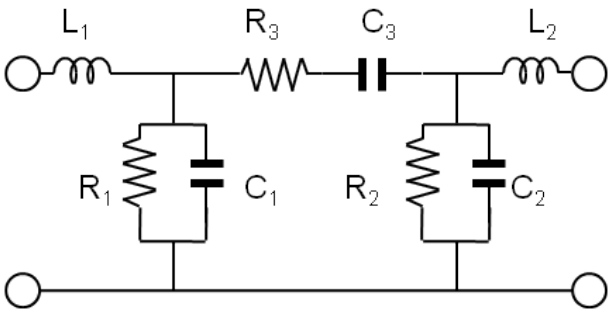



FIGURE 1.40: schéma équivalent localisé d'une capacité MIM

où $\epsilon_0$ est la permittivité du vide, $\epsilon$ la permittivité relative, S la surface et e l'épaisseur du diélectrique. Comparons maintenant les différentes technologies entres elles en figure 1.41.

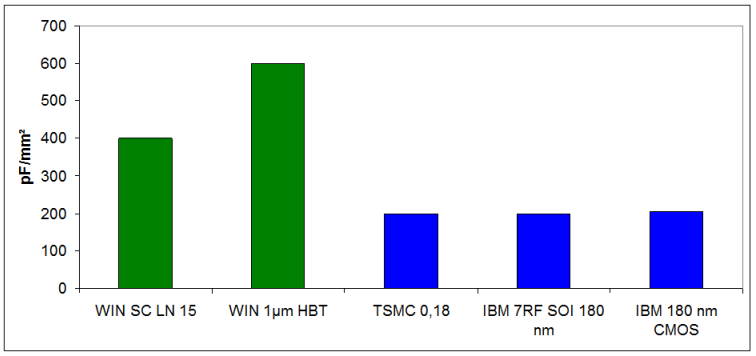



FIGURE 1.41: Capacité/$mm^2$ de capacités MIM pour différentes technologies

De cette comparaison de technologies, à surface équivalente les technologies GaAs présentent de densités de capacité plus élevées.

#### 1.3.2.3 Résistances

Il existe principalement deux types de résistances, les résistances implantées et celles réalisées par dépôts résistifs ou "Thin Film Resistor" ("TFR"), voir figure 1.42. Les résistances implantées consistent à utiliser un tronçon semiconducteur dopé. Le contact avec la couche active doit être établi par un contact ohmique, les connexions avec d'autres composants sont ensuite assurées par un métal épais. L'autre solution, les résistances en couches minces, consiste à réaliser un dépôt résistif spécifique. Les matériaux possibles sont notamment le NiCr et le TaN. De façon générale, cette couche est déposée sur une couche isolante, ce qui permet de l'utiliser même avec un substrat non parfaitement isolant. Les résistances en couches minces se définissent par leur résistance par carré qui est la résistance entre les côtés opposés d'un carré de surface quelconque constitué

de ce dépôt résistif. Cette définition est aussi valable pour une résistance implantée, la résistance dépend du profil de dopage.

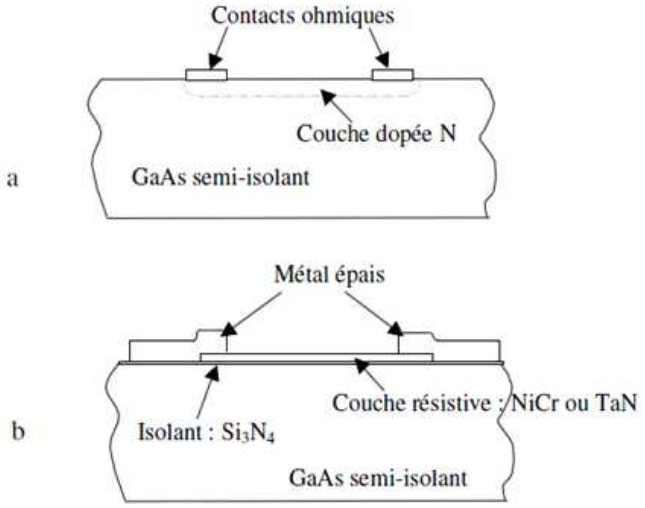



FIGURE 1.42: a) Résistance implanté b) résistance en couche mince

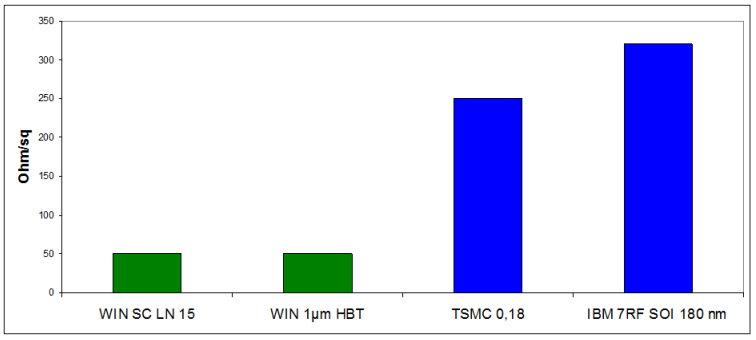



FIGURE 1.43: Résistivité par unité de surface de résistances pour différentes technologies

La résistivité par unité de surface de différentes technologies est comparée en figure 1.43. A surface équivalente, il apparait qu' on peut réaliser des résistances plus élevées dans les technologies Silicium actuelles que sur GaAs.

### 1.3.3 Synthèse et choix de la technologie pour la suite

Pour analyser les technologies semi-conducteurs, il faut s'intéresser à la fois aux composants actifs qu'aux composants passifs.

Pour l'étude des composants actifs, nous nous sommes intéressés aux valeurs de $f_T$ et $f_{max}$, au facteur de bruit minimum et à la densité de puissance disponible en sortie. Lorsque l'on analyse les différents types de transistors issus de l'état de l'art en fonction

des grandeurs caractéristiques, on se rend compte que différentes technologies présentent des performances concurrentes à la fois sur Silicium et sur III-V à savoir les technologies SOI CMOS, SiGe BiCMOS mais aussi pHEMT et mHEMT sur GaAs et InP. On peut retenir notamment les technologies BiCMOS SiGe inférieure à 0,35 $\mu$m pour rester à bruit comparable aux technologies III-V, les technologies HEMT GaAs pour leur maturité et les technologies SOI CMOS. On peut rejeter les technologies InP pour leur manque de disponibilité.

Lorsque l'on analyse les composants passifs, il faut identifier les différents éléments qui nous intéressent à savoir les inductances, les condensateurs et les résistances. Les inductances sont caractérisés par leur facteur de qualité, celles réalisées sur GaAs présentent un meilleur facteur de qualité que celle sur Silicium mais les technologies SOI CMOS permettent de réduire les pertes des inductances et ainsi augmenter le facteur de qualité. A valeur égale un condensateur réalisé sur GaAs sera moins encombrant que celui sur Silicium mais l'observation est inversée pour la réalisation des résistances "TFR".

La technologie PL15LN de WIN Semiconductors présente de bonnes performances en termes de fréquence d'utilisation, en termes de bruit et de densité de puissance pour l'application visée. De plus cette technologie est mature et est connu de VectraWave c'est pourquoi nous nous tournons vers cette technologie pour la conception et la réalisation du TIA du photorécepteur.

Conpte-tenu de l'expérience de Vectrawave avec WIN Semiconductors et de ces rapports privilégiés, la technologie PL15X est choisie. Cette technologie présente aussi de bonnes performances en termes de fréquence d'utilisation, de bruit et de densité de puissance pour l'application visée.

## 1.4 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre nous avons mis en évidence les enjeux de la radio-sur-fibre et ainsi la caractérisation des composants nécessaires à la liaison optique-microonde afin de réaliser un état de l'art de ces composants. Cela est fait dans le but de mettre en avant le contexte dans lequel s'inscrit le travail de cette thèse, faire ressortir la position du photorécepteur.

Ensuite nous réalisons un état de l'art des TIAs en les comparant en transimpédance et en densité équivalente de courant de bruit, afin de se positionner en terme de performances et ainsi valider celles à atteindre. Dans le cadre de ce travail, la conception du circuit ne va pas s'appuyer sur une topologie large bande mais plutôt s'orienter vers une topologie bande étroite du fait de la bande passante considérée. Pour finir, nous faisons une étude comparative des technologies disponibles dans la littérature afin de sélectionner celles qui

permettent la réalisation du TIA. Différentes technologies sont candidates telles que la technologie 65 nm SOI CMOS, la technologie 130 nm SiGe BiCMOS, la technologie 150 nm pHEMT sur GaAs ou les technologies mHEMT sur InP. On choisit une technologie pHEMT sur GaAs en WIN Semiconductor, il s'agit de la technologie PL15X. Cette technologie correspond en termes de fréquence d'utilisation, de bruit et de densité de puissance en sortie. Aussi pour réaliser une adaptation d'impédance les inductances et les condensateurs sont plus performantes sur GaAs. De plus cette technologie est maitrisée au sein de l'équipe.

Nous concevons un amplificateur à transimpédance bande étroite entre 2,9 GHz et 3,4 GHz, avec pour but de réaliser le meilleur compromis gain/bruit. Les objectifs du projet ROHYLAB consistent en une densité équivalente de courant de bruit inférieur à 5 pA/$\sqrt{Hz}$ et une transimpédance de 300 Ω. Le photorécepteur doit être linéaire en considérant une puissance optique en entrée comprise entre -4 et 2 dBm, pour un taux de modulation $m = 1$.

Dans la suite de ce manuscrit, nous analysons le photorécepteur afin de mettre en place les outils nécessaires à la conception de photorécepteur bande étroite. Le but étant de définir une méthode de conception et de l'appliquer en utilisant la technologie choisie.

# Chapitre 2

# Méthode de conception de TIA

Pour l'étude et la conception de photorécepteurs deux domaines différents se rencontrent, le domaine optique et le domaine microondes et chacun exploite des grandeurs différentes qu'il faut unifier.

Le photorécepteur est constitué d'un photodétecteur qui va convertir le signal optique en signal électrique, ce dernier est suivi d'un amplificateur qui aura une fonction d' adaptation d'impédance (active ou passive) entre le photo-détecteur et une charge microonde classique 50Ω.

Les outils classiques de conception de LNA ("Low Noise Amplifier" pour amplificateur faible bruit) ne prennent pas en compte les contraintes liées et introduites par le photodétecteur. C'est pourquoi, nous mettons à jour les outils déjà à disposition, afin de proposer une méthode de conception de photorécepteur par le "design" de LNA en prenant en compte l' environnement optoélectronique dans lequel ce dernier sera positionné.

L'objectif premier est de lier la densité de courant de bruit ramenée en entrée au facteur de bruit de l'élément actif. Après avoir montré comment à partir du modèle du photorécepteur on peut estimer les performances en gain et en bruit, nous regardons comment la photodiode et surtout les éléments du modèle de celle-ci peuvent influencer les performances du photorécepteur. A partir des deux premières analyses on présente alors une méthodologie de conception d'amplificateur à transimpédance en utilisant des outils tels que des cercles à gain constant et à bruit constant afin de permettre la conception du réseau d'adaptation en entrée pour optimiser à la fois le bruit et le gain. Nous présentons ensuite comment il est possible d'estimer les performances et aussi comment concevoir un transformateur d'impédance réactif ou semi-réactif pour optimiser celles-ci. Pour finir nous regardons comment ces outils s'exploitent avec les grandeurs optique-microondes.

## 2.1 Modèle équivalent du photorécepteur

Dans ce paragraphe, nous analysons le modèle théorique du photorécepteur. Le but est d'estimer les grandeurs caractéristiques principales à savoir le bruit, à travers $i_{eq}$, la densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée du photorécepteur, et la transimpédance $Z_T$ à partir du modèle. Concernant le bruit, nous prenons en compte uniquement le bruit thermique. Le photorécepteur est décomposé dans notre analyse en trois blocs : la source idéale de photocourant de la photodiode, le quadripôle $Q_1$ composé des éléments électriques de la photodiode ($Q_{PD}$) et de son réseau d'adaptation ($Q_m$), le quadripôle $Q_2$ composé de l'amplificateur et de son réseau de sortie comme schématisé figure 2.1. $\Gamma m$ représente le coefficient de réflexion présenté en entrée du quadripôle $Q_2$. Nous étudions dans une premier temps le bruit du quadripôle $Q_1$, puis l'association en cascade des quadripôles $Q_1$ et $Q_2$.

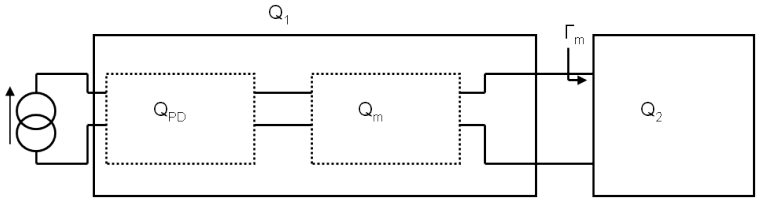



FIGURE 2.1: Synoptique du photorécepteur

### 2.1.1 Etude d'un quadripôle simple

Dans le chapitre précédent, il a été rappelé qu'en microonde pour décrire un quadripôle en bruit, il existe 4 paramètres à savoir le facteur de bruit minimum $F_{min}$, la résistance interne de bruit et l'impédance optimale de bruit avec sa partie réelle et imaginaire. Un quadripôle bruyant peut être modélisé par un quadripôle non bruyant auquel l'on ramène ses sources de bruit en entrée. Dans cette section, on utilise la représentation chaine du quadripôle en bruit, on considère alors en entrée deux sources de bruit : une source de tension et une source de courant de bruit, respectivement $v_n$ et $i_n$. Ces sources de bruit peuvent être décrites par une résistance équivalente de bruit $R_n$ et une conductance équivalente de bruit $G_n$, de sorte que les sources de tension et de courant de bruit peuvent s'exprimer telles que :

$$\overline{|i_n|^2} = 4kT_0dfG_n \text{ et } \overline{|v_n|^2} = 4kT_0dfR_n \tag{2.1}$$

On appelle l'admittance de corrélation entre ces deux sources de bruit $Y_{cor}$ ([56]), elle est exprimée en fonction des paramètres précédemment définis selon :

$$Y_{cor} = G_{cor} + jB_{cor} \tag{2.2}$$

avec

$$B_{cor} = -B_{opt} \tag{2.3}$$

$$G_{cor} = \frac{F_{min} - 1}{2R_n} - G_{opt} \tag{2.4}$$

$$G_n = \frac{-F_{min} - 1^2}{4R_n} - (F_{min} - 1)G_{opt} \tag{2.5}$$

$Y_{opt} = G_{opt} + jB_{opt}$ l'admittance optimale en bruit du quadripôle qui permet d'obtenir le facteur de bruit minimum $F_{min}$. Si l'on considère le quadripôle chargé par une source de courant idéale, comme dans le cas de la figure 2.1 avec une admittance $Y_S$, la source de courant de bruit peut alors être modélisée par une seule source en parallèle avec la source de courant en entrée. En utilisant le principe de superposition, les deux sources de bruit peuvent être combinées en une seule comme indiqué sur la figure 2.2, sous la forme d'une source de courant unique. La densité de courant équivalent de bruit ramenée en entrée s'écrit :

$$\overline{|i_n|^2} = \overline{|i_n + v_n(Y_S + Y_{cor}|^2} \tag{2.6}$$

avec $Y_S$ l'admittance complexe de source.

De (2.6) et (2.3), on déduit la relation suivante :

$$\overline{|i_{eq}|^2} = 4kT_0df[((F_{min} - 1)G_s + R_n|Y_S - Y_{opt}|^2] \tag{2.7}$$

avec $G_s$ la partie réelle de l'admittance de source.

En utilisant les coefficients de réflexion, l'expression devient d'après [56] :

$$\overline{|i_{eq}|^2} = 4kT_0df[((F_{min} - 1)(1 + |\Gamma_S|^2 + 4r_n|\frac{\Gamma_S - \Gamma_{opt}}{\Gamma_{opt} + 1}|^2] \tag{2.8}$$

En considérant le synoptique de la figure 2.1, l'entrée de $Q_1$ se défini par $Y_S = 0$ l'expression devient alors :

$$\overline{|i_{eq}|^2} = 4kT_0df R_n|Y_{opt}|^2 \tag{2.9}$$

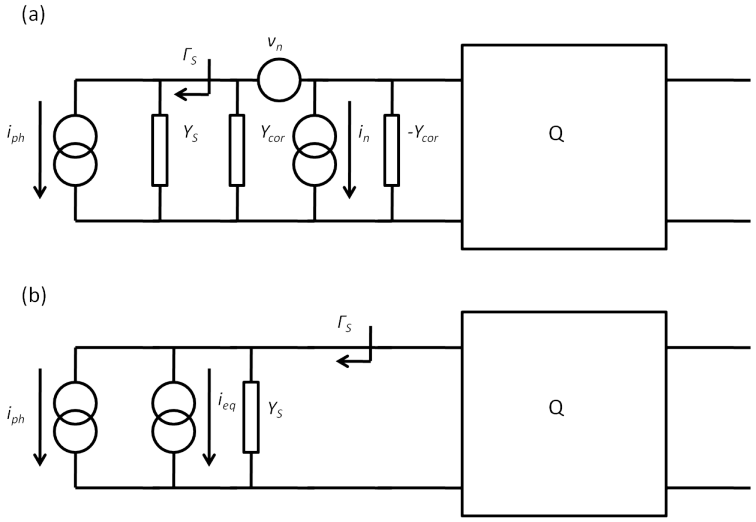



FIGURE 2.2: a)Modélisation en bruit d'un quadripôle simple précédé d'une photodiode en représentation chaine b) Modélisation en bruit d'un quadripôle simple précédé d'une photodiode en ramenant les sources de bruit en entrée à travers une source de courant de bruit selon le principe de superposition

A partir du modèle en bruit d'un quadripôle simple, nous avons pu rappeler la densité équivalente de courant de bruit d'un quadripôle avec en entrée une source idéale. Celle-ci dépend essentiellement des paramètres de bruit. Dans la suite nous intégrons le modèle du photorécepteur à notre analyse en considérant alors deux quadripôles en cascade.

### 2.1.2 Etude de deux quadripôles en cascade

Dans le paragraphe précédent, nous avons exprimé le bruit dans un quadripôle simple précédé d'une photodiode. Le système photorécepteur, présenté en figure 2.1, peut être vu comme la succession de deux quadripôles en cascade $Q_1$ et $Q_2$.

#### 2.1.2.1 Etude en bruit

Les deux quadripôles sont bruyants. Pour calculer la densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée de ce système, nous ramenons en entrée de $Q_1$ et $Q_2$ l' ensemble des sources de bruit. Dans l'article [57], l'utilisation de la matrice de corrélation de bruit en représentation chaine ([58]) permet de simplifier les calculs en utilisant la formule ci-dessous :

$$C_A = C_{A_1} + A_1 C_{A_2} {A_1}^+ \tag{2.10}$$

avec $C_A$ la matrice de corrélation de l'ensemble photorécepteur, $C_{A_1}$ la matrice de corrélation du quadripôle $Q_1$, $C_{A_2}$ la matrice de corrélation de $Q_2$, $A_1$ la matrice chaine associée au quadripôle $Q_1$ et ${A_1}^+$ la matrice chaine transposée conjuguée.

La matrice de corrélation du bruit exprime la densité spectrale de bruit généré par les sources de bruit elles-même et entre-elles. La matrice de corrélation de bruit peut être exprimée à partir des paramètres de bruit en représentation chaine telle que :

$$C_A = 4kT_0df \begin{pmatrix} R_n & \frac{F_{min}-1}{2} - R_n Y_{opt} \\ \frac{F_{min}-1}{2} - R_n Y_{opt} & R_n |Y_{opt}|^2 \end{pmatrix} \tag{2.11}$$

La matrice chaine de $A_1$ s'exprime telle que :

$$A_1 = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \tag{2.12}$$

On peut alors exprimer la matrice de corrélation de bruit du photorécepteur d'après (2.10) :

$$\begin{aligned} C_A = {} & 4kT_0df \begin{pmatrix} R_{n,1} & \frac{F_{min,1}-1}{2} - R_{n,1} Y_{opt,1} \\ \frac{F_{min,1}-1}{2} - R_{n,1} Y_{opt,1} & R_n |Y_{opt,1}|^2 \end{pmatrix} \\ & + \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} 4kT_0df \begin{pmatrix} R_{n,2} & \frac{F_{min,2}-1}{2} - R_{n,2} Y_{opt,2} \\ \frac{F_{min,2}-1}{2} - R_{n,2} Y_{opt,2} & R_{n,2} |Y_{opt,2}|^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} {a_{11}}^* & {a_{21}}^* \\ {a_{12}}^* & {a_{22}}^* \end{pmatrix} \end{aligned} \tag{2.13}$$

En développant, on peut écrire alors la matrice $C_A$ telle que :

$$C_A = 4kT_0df \begin{pmatrix} R_{n,1} & \frac{F_{min,1}-1}{2} - R_{n,1} Y_{opt,1} \\ \frac{F_{min,1}-1}{2} - R_{n,1} Y_{opt,1} & R_n |Y_{opt,1}|^2 \end{pmatrix} + 4kT_0df \begin{pmatrix} T_1 & T_2 \\ T_3 & T_4 \end{pmatrix} \tag{2.14}$$

Avec

$$T_1 = {a_{11}}^*(a_{11}R_{n,2} + a_{12}[\frac{F_{min,2}-1}{2} - R_{n,2}Y_{opt,2}] + {a_{12}}^*(a_{11}[\frac{F_{min,2}-1}{2} - R_{n,2}{Y_{opt,2}}^*]) + a_{12}R_n|Y_{opt,1}|^2) \tag{2.15}$$

$$T_2 = {a_{12}}^*(a_{11}R_{n,2} + a_{12}[\frac{F_{min,2}-1}{2} - R_{n,2}Y_{opt,2}] + {a_{22}}^*(a_{11}[\frac{F_{min,2}-1}{2} - R_{n,2}{Y_{opt,2}}^*]) + a_{12}R_n|Y_{opt,1}|^2) \tag{2.16}$$

$$T_3 = {a_{21}}^*(a_{21}R_{n,2} + a_{22}[\frac{F_{min,2}-1}{2} - R_{n,2}Y_{opt,2}] + {a_{21}}^*(a_{21}[\frac{F_{min,2}-1}{2} - R_{n,2}{Y_{opt,2}}^*]) + a_{22}R_n|Y_{opt,1}|^2) \tag{2.17}$$

$$T_4 = {a_{12}}^*(a_{21}R_{n,2} + a_{22}[\frac{F_{min,2}-1}{2} - R_{n,2}Y_{opt,2}] + {a_{22}}^*(a_{21}[\frac{F_{min,2}-1}{2} - R_{n,2}{Y_{opt,2}}^*]) + a_{22}R_{n,2}|Y_{opt,2}|^2) \tag{2.18}$$

En comparant (2.18) et (2.11), on arrive à identifier le terme $R_n|Y_{opt}|^2$ et on obtient la relation suivante :

$$R_n|Y_{opt}|^2 = R_{n,1}|Y_{opt,1}|^2 + Re\{a_{21}^* a_{22}\}(F_{min,2}-1) + R_{n,2}(|a_{21}|^2 + |a_{22}Y_{opt,2}|^2 - 2Re\{{a_{21}}^* a_{22} Y_{opt,2}\}) \tag{2.19}$$

Dans [57] et [56], la matrice de corrélation pour un quadripôle passif est définie en utilisant une matrice de passage entre la représentation chaine et la représentation impédance ou admittance. La matrice de passage est définie en (2.20).

$$T = \begin{pmatrix} 1 & -a_{11} \\ 0 & -a_{21} \end{pmatrix} \tag{2.20}$$

La relation de passage est définie ci-dessous :

$$C_A = TC_ZT' \tag{2.21}$$

Les matrices de corrélation en représentation impédance et admittance d'un quadripôle passif sont représentées ci-dessous :

$$C_Z = 4kT_0dfRe\{Z\} \tag{2.22}$$
$$C_Y = 4kT_0dfRe\{Y\} \tag{2.23}$$

$Z$ et $Y$ définissent la matrice impédance et la matrice admittance du réseau d'adaptation d'entrée. En insérant (2.22) et (2.20) dans (2.21), on peut écrire :

$$C_A = \begin{pmatrix} 1 & -a_{11} \\ 0 & -a_{21} \end{pmatrix} C_Z \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -{a_{11}}^* & -{a_{21}}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & a_{21} \\ 1 & -a_{22} \end{pmatrix} C_Y \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ {a_{12}}^* & {a_{22}}^* \end{pmatrix} \tag{2.24}$$

De ces expressions appliquées au photorécepteur, en insérant (2.22) dans (2.22), on peut écrire :

$$R_{n,1}|Y_{opt,1}|^2 = |a_{21}|^2 Re\{z_{22}\} = |a_{21}|^2 Re\{\frac{a_{22}}{a_{21}}\} = Re\{\frac{a_{21}^*}{a_{22}}\} \tag{2.25}$$

Il apparait alors une simplification de termes dans (2.19) qui injectée dans (2.9) donne :

$$\overline{|i_{eq}|^2} = 4kT_0df[Re\{{a_{21}}^* a_{22}\}F_{min,2} + R_{n,2}(|a_{21}|^2 + |a_{22}Y_{opt,2}|^2 - 2Re\{{a_{21}}^* a_{22}Y_{opt,2}\})] \tag{2.26}$$

En posant $Y_m$, on définit l'admittance associée au coefficient de réflexion $\Gamma_m$ présenté en entrée de $Q_1$ par :

$$Y_m = \frac{a_{21}}{a_{22}} = G_m + jB_m \tag{2.27}$$

L'expression devient en insérant (2.27) dans (2.26) :

$$\overline{|i_{eq}|^2} = 4kT_0dfRe\{{a_{21}}^* a_{22}\}[F_{min,2} + \frac{R_{n,2}}{G_m}|Y_m - Y_{opt}|^2] \tag{2.28}$$

On rappelle l'expression du facteur de bruit :

$$F = F_{min} + \frac{R_n}{G_m}|Y_m - Y_{opt}|^2 \tag{2.29}$$

On peut alors simplifier l'expression de la densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée du photorécepteur :

$$\overline{|i_{eq}|^2} = 4kT_0 df Re\{{a_{21}}^* a_{22}\}F_2 \tag{2.30}$$

avec $F_2$ le facteur de bruit du quadripôle $Q_2$ avec une admittance $Y_m$ en entrée de celui-ci. On voit deux termes qui dépendent des deux composants que l'on associe, le premier terme qui dépend du quadripôle $Q_1$ et le second du quadripôle $Q_2$. Par la suite on définit $G_{i,PD}$ le terme dépendant de $Q_1$ comme étant la conductance intrinsèque de la photodiode, écrivant ainsi la densité de courant de bruit ramenée en entrée telle que :

$$\overline{|i_{eq}|^2} = 4kT_0 G_{i,PD} df F_2 \text{ avec } G_{i,PD} = Re\{{a_{21}}^* a_{22}\} \tag{2.31}$$

La relation (2.31) montre comment exprimer le bruit dans un photorécepteur à travers la densité de courant de bruit équivalente ramenée en entrée. Le paragraphe suivant présente l'étude en gain du photorécepteur à travers la transimpédance.

#### 2.1.2.2 Transimpédance

La transimpédance est définie comme le rapport entre la tension en sortie du photorécepteur $v_L$ sur une charge $Z_L$ et le photocourant $i_{ph}$ en sortie de la photodiode. On peut l'exprimer à partir des paramètres $S$ comme suit :

$$Z_T = |\frac{v_L}{i_{ph}}| = |Z_0 \frac{S_{21}(1+\Gamma_L)}{(1-S_{22}\Gamma_L)(1-S_{11}) - S_{12}S_{S21}\Gamma_L}| \tag{2.32}$$

$\Gamma_L$ et les $S_{ij}$ sont respectivement le coefficient de réflexion en sortie et les coefficients de la matrice $S$ du quadripôle $Q$ ($Q_1$ et $Q_2$). Si le coefficient $\Gamma_L$ est nul, l'expression de la transimpédance $Z_T$ devient :

$$Z_T = |Z_0 \frac{S_{21}}{1-S_{11}}| \tag{2.33}$$

Dans le cas des deux quadripôles en cascade, $Q_1$ et $Q_2$, la transimpédance, pour $\Gamma_L = 0$, s'exprime telle que :

$$Z_T = Z_0 |\frac{S_{21,Q_2}}{a_{21}(1-S_{11,Q_2})Z_0 + a_{22}(1-S_{11,Q_2})}| \tag{2.34}$$

Les $S_{ij,Q_2}$ désignent les coefficients de la matrice $S$ associée à $Q_2$. En utilisant l'admittance présentée en entrée de $Q_2$ de la même façon que dans l'expression du bruit, on

utilise (2.27), l'expression de $Z_T$ s'écrit alors :

$$Z_T = Z_0\sqrt{\frac{G_m}{G_{i,PD}}}\left|\frac{S_{21,Q_2}}{(1-S_{11,Q_2})Y_mZ_0+(1-S_{11,Q_2})}\right| = \sqrt{\frac{Z_0(1-{\Gamma_m}^2)}{G_{i,PD}}}\left|\frac{S_{21,Q_2}}{2(1-S_{11,Q_2}\Gamma_m)}\right| \tag{2.35}$$

On rappelle l'expression du gain transducique $G_T$ pour un coefficient de réflexion en sortie nul, c'est-à-dire lorsque $\Gamma_L = 0$ ($Z_L = 50\Omega$) :

$$G_T = \frac{1-{\Gamma_m}^2}{1-S_{11,Q_2}{\Gamma_m}^2}|S_{21,Q_2}|^2 \tag{2.36}$$

En utilisant (2.36) et (2.35), on obtient l'expression de la transimpédance $Z_T$ sur $50\Omega$, telle que :

$$Z_T = \frac{1}{2}\sqrt{G_T\frac{Z_0}{G_{i,PD}}} \tag{2.37}$$

Dans ce paragraphe, la transimpédance d'une part et la densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée d'autre part ont été estimés. On voit que dans les deux cas on a une dépendance à la fois du modèle équivalent de la photodiode avec la conductance intrinsèque de la photodiode $G_{i,PD}$ et du quadripôle actif à travers les paramètres de bruit et les paramètres $S$. Il est aussi important de noter que la transimpédance est inversement proportionnelle à la conductance intrinsèque de la photodiode tandis que la densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée est elle proportionnelle à ce terme. Ces expressions montrent qu'un compromis est nécessaire dans la conception d'un photorécepteur et notamment dans le choix de la photodiode.

### 2.1.3 Synthèse

Cette section a rappelé les développements théoriques posés dans [57] pour nous permettre de les prolonger dans les prochaines sections. Nous avons montré que le modèle théorique du photorécepteur peut être vu comme une succession de quadripôles en cascade avec une source de courant idéale en entrée modélisant le photocourant généré par la photodiode. Ces quadripôles correspondent au modèle équivalent de la photodiode ($Q_{PD}$), au réseau d'adaptation ($Q_m$) dont la fonction est de réaliser la transformation d'impédance entre la photodiode et l'amplificateur ($Q_2$), avec ($Q_1$) définit comme étant l'ensemble $Q_{PD}$ et $Q_m$. A partir de ce modèle il est possible de ramener les sources de bruit en entrée et ainsi exprimer la densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée du photorécepteur. Ce modèle permet aussi à partir des paramètres S des quadripôles d'exprimer de façon analytique la transimpédance du photorécepteur. A la fois le bruit et la transimpédance dépendent des paramètres des composants actifs mais aussi de la photodiode à travers la conductance intrinsèque de celle-ci. La transimpédance et

la densité équivalente de courant de bruit sont exprimées en fonction de l'impédance présentée en entrée de l'amplificateur, un compromis est nécessaire entre le gain et le bruit. Par la suite nous proposons d'analyser l'influence de la photodiode sur les performances du photorécepteur.

## 2.2 Analyse de l'influence de la photodiode sur les performances du photorécepteur

Dans les paragraphes précédents, nous avons mis en avant l'expression des principaux facteurs de mérite pour décrire le photorécepteur, ce qui permet de faire ressortir l'importance de la photodiode sur les performances. Dans cette section, la modélisation de la photodiode est présentée dans le but d'analyser l'influence de celle-ci.

### 2.2.1 Modèle équivalent de la photodiode

Le modèle de la photodiode comprend deux parties principales à savoir la zone active de la photodiode et les accès de la photodiode, comme le montre la figure 2.3. Dans ce modèle général, on peut voir la résistance dynamique ($R_d$) qui est idéalement infinie, en réalité cette résistance est de l'ordre du kΩ. Cette résistance est utilisée pour calculer le courant de fuite photovoltaïque, c'est-à-dire sans polarisation de la photodiode. Ensuite vient la capacité de jonction ($C_p$) dû à la zone de charges. Elle est inversement proportionnelle à la largeur d'espace, et donc à la polarisation inverse de la photodiode. La capacité diminue si la polarisation augmente. Cette capacité est comprise typiquement entre 80 fF et 250 fF. La résistance $R_S$ est quant à elle essentiellement due à la résistance du substrat et aux résistances de contact, celle-ci est de l'ordre de quelques Ω. L'inductance en série $L_S$, qui correspond aux déphasages introduits par les accès, est comprise entre 0,08 nH et 1 nH.

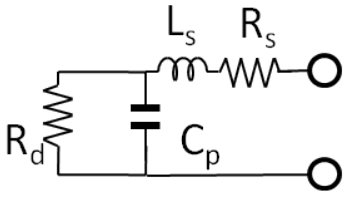



FIGURE 2.3: Schéma électrique général d'une photodiode

Dans [57] un modèle de photodiode est présenté (cf figure 2.4). Il est rappelé en figure 2.4 que l'on étudie le paramètre $S_{11}$ de la photodiode sur une charge 50Ω. Dans un premier temps, nous allons étudier l'influence des éléments qui composent la partie intrinsèque

de la photodiode sur le $S_{11}$ de cette dernière sur 50 Ω, à savoir la résistance dynamique et la capacité parallèle parasite.

Dans un premier temps, on fait varier $R_d$ entre 5 et 15 kΩ sans modifier les autres éléments. La figure 2.5 montre que celle-ci n'influe que très peu sur l'impédance de la photodiode sur l'abaque de Smith. Elle n'impactera donc que très peu le dimensionnement du réseau d'adaptation.

Dans un second temps, on fait varier la capacité $C_p$ entre 80 et 150 fF tout en figeant les autres paramètres. Les résultats sont présentés en figure 2.6. La capacité parallèle $C_p$ a une influence forte sur l'impédance en sortie de la photodiode, sa valeur est déterminante pour la conception du réseau d'adaptation.

Nous regardons enfin l'influence des paramètres liés aux accès de la photodiode sur le $S_{11}$ de la photodiode chargé sur 50Ω. Pour $R_s$ compris entre 1 et 10 Ω on observe la figure 2.7. La résistance $R_s$ va avoir une influence haut en fréquence en se rapprochant du bord de l'abaque de Smith lorsque sa valeur est élevée.

FIGURE 2.4: Modèle électrique de la photodiode issue de [57]

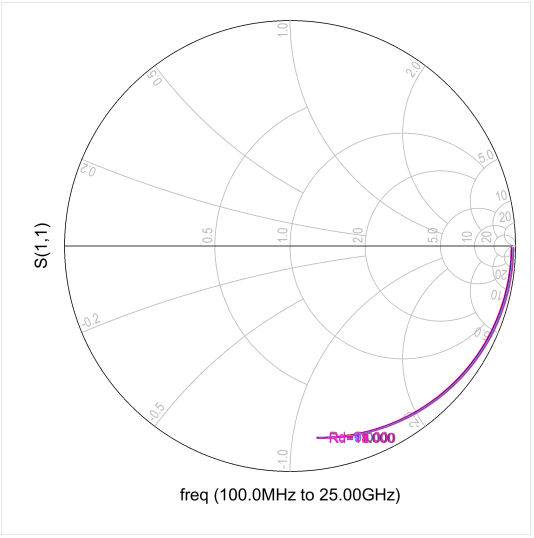



FIGURE 2.5: Influence de la variation de $R_d$ sur le $S_{11}$ de la photodiode sur 50 Ω avec $R_d$=[5 - 15] $k\Omega$

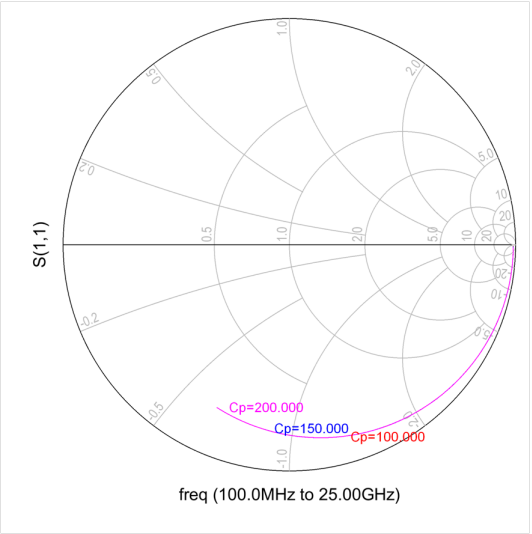



FIGURE 2.6: Influence de la variation de $C_p$ sur le $S_{11}$ de la photodiode sur 50 Ω avec $C_p$=[80 - 150] fF

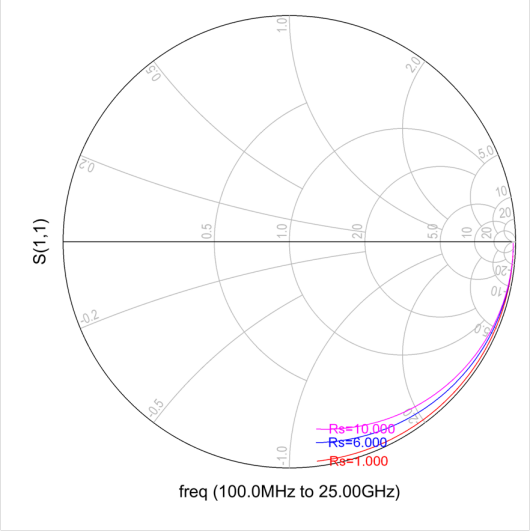



FIGURE 2.7: Influence de la variation de $R_s$ sur le $S_{11}$ de la photodiode sur 50 Ω avec $R_s$=[1 - 10] Ω

Le tableau 2.1 présente différentes photodiodes pour la réalisation du photorécepteur de part leur bande passante, leur responsivités et aussi l'intégration. Nous présentons quatre photodiodes fabriquées par Albis. Elles ont trois fenêtres optiques différentes 32 $\mu$m pour la PDCS32T, 20 $\mu$m pour la PDCS20T et 12 $\mu$m pour les deux PDCS12T. La bande passante de ces photodiodes dépend de la taille de la fenêtre optique allant de 12 GHz à 40 GHz pour une longueur d'onde de 1550 nm. Toutes les photodiodes présentées sont éclairées par le dessus. Les figures ci-dessous présentent les modèles électriques équivalents associés aux photodiodes PDCS32T et PDCS20T modélisées à partir des mesures en réflexion de la photodiode chargé sur 50Ω toutes les deux polarisées à 2,5 V en inverse. En utilisant les modèles électriques, figures 2.8 et 2.9, on peut tracer les $S_{11}$

associés aux photodiodes. La réponse en réflexion est présenté figure 2.10. La figure 2.10 compare le paramètre $S_{11}$ des photodiodes PDCS32T et PDCS20T et on remarque la différence entre les impédances de ces deux photodiodes principalement dûe à la différence de valeur de capacité parallèle directement liée à une zone active plus grande pour la PDCS32T que celle de la PDCS20T.

TABLEAU 2.1: Caractéristiques de différentes photodiodes

| Photodiode | | | | |
|---|---|---|---|---|
| Références | PDCS32T | PDCS20T | PDCS12T | PDCS12T |
| Taille de la zone photosensible en $\mu$m | 32 | 20 | 12 | 12 |
| Rendement à 1550 nm en A/W | 0,8 | 0,8 | 0,4 | 0,4 |
| Bande passante (min/-typique en GHz) | 12/15 | 20/NC | 35/40 | 35/40 |
| Tension de polarisation inverse en V | 2,5 | 5 | 2,5 | 2,5 |

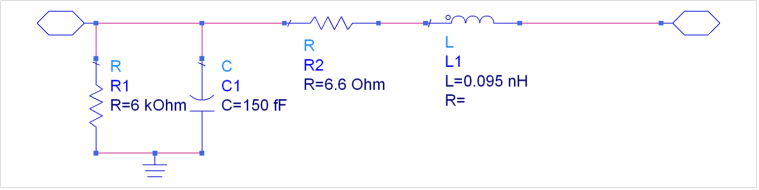



FIGURE 2.8: Modèle électrique équivalent de photodiode PDCS32T

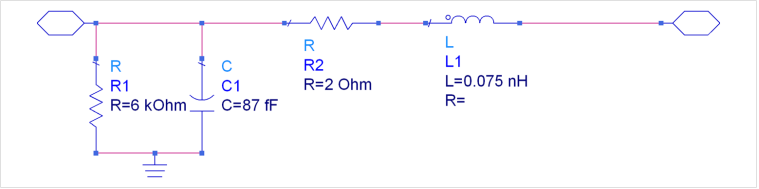



FIGURE 2.9: Modèle électrique équivalent de photodiode PDCS20T

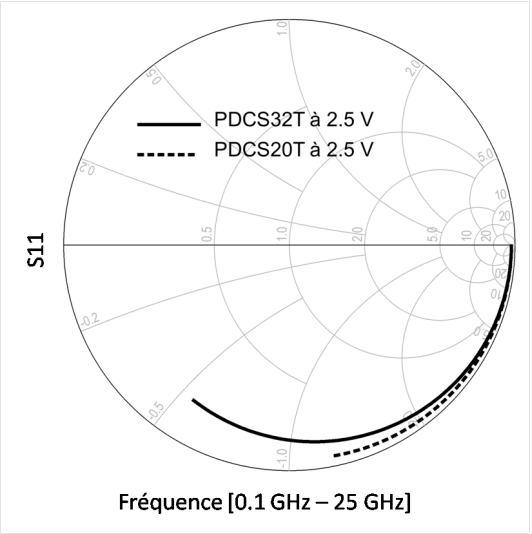



FIGURE 2.10: $S_{11}$ des photodiodes PDCS32T et PDCS20T à partir des modèles équivalents chargé sur 50 Ω entre 0,1 - 25 GHz

### 2.2.2 Influence des paramètres du modèle équivalent de photodiode sur les performances du photorécepteur

Dans ce paragraphe, le but est d'analyser l'influence des paramètres du modèle de la photodiode sur les performances du photorécepteur. Dans l'expression de la transimpédance et de la densité équivalente de courant de bruit, la photodiode intervient à travers sa conductance intrinsèque $G_{i,PD}$. Nous allons alors estimer comment une variation sur un des éléments du modèle influe sur cette conductance. Dans un premier temps prenons un modèle simple de photodiode (cf figure 2.11). Le modèle équivalent associé à la photodiode peut être vu comme une succession de charges.

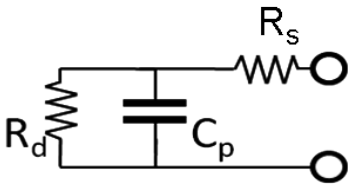
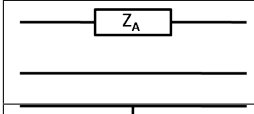
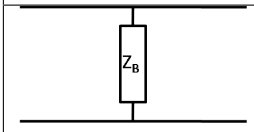
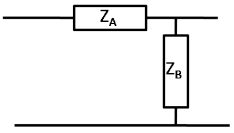



FIGURE 2.11: Modèle simplifié de photodiode

En partant de la figure 2.12 et des matrices chaines calculées au tableau 2.2, on peut exprimer la matrice chaine associée à ce quadripôle ($A_{PD}$) et on a :

$$A_{PD} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y_A & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y_B & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & Z_C \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{2.38}$$

TABLEAU 2.2: Matrices chaines élémentaires

| Circuit | Matrice chaine associée |
|---|---|
|  | $\begin{pmatrix} 1 & Z_A \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$ |
|  | $\begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y_B & 1 \end{pmatrix}$ |
|  | $\begin{pmatrix} 1 & Z_A \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y_B & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1+Z_AY_B & Z_A \\ Y_B & 1 \end{pmatrix}$ |

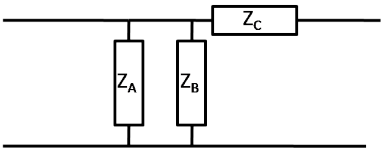



FIGURE 2.12: Modèle équivalent de la photodiode présentée comme une succession d'impédance

En développant, on obtient :

$$A_{PD} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & Z_C \\ Y_A + Y_B & 1 + Z_C(Y_A + Y_B) \end{pmatrix} \tag{2.39}$$

avec $Y_A$ et $Y_B$ les admittances associées aux charges $Z_A$ et $Z_B$, $a_{ij}$ les coefficients de la matrice chaine associée à la photodiode. L'expression de la conductance intrinsèque de la photodiode s'exprime alors :

$$G_{i,PD} = \{{a_{21}}^* a_{22}\} = \{(Y_A + Y_B)^*[1 + Z_C(Y_A + Y_B)]\} \tag{2.40}$$

Exprimons maintenant la matrice chaine de la photodiode, en fonction des éléments qui la composent. A partir du tableau 2.3, on a alors :

TABLEAU 2.3: Impédances et admittances associées aux éléments du modèle équivalent de la photodiode

| Eléments | Impédance associée | admittance associée |
|---|---|---|
| Résistance $R_d$ | $Z_A = R_d$ | $Y_A = \frac{1}{R_d}$ |
| Capacité $C_p$ | $Z_B = \frac{1}{j\omega C_p}$ | $Y_B = j\omega C_p$ |
| Résistance $R_s$ | $Z_A = R_s$ | $Y_A = \frac{1}{R_s}$ |

$$A_{PD} = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & Z_C \\ \frac{1}{R_d} + j\omega C_p & 1 + R_S(\frac{1}{R_d} + j\omega C_p) \end{pmatrix} \tag{2.41}$$

L'équation (2.41) exprime la matrice chaine associée à la photodiode en fonction des éléments du modèle équivalent de celle-ci. A partir de ce modèle, on peut exprimer la conductance intrinsèque à partir des paramètres de la matrice chaine du quadripôle associé à la photodiode, on a alors l'expression ci-dessous :

$$G_{i,PD} = Re\{(\frac{1}{R_d} + j\omega C_p)[1 + R_S(\frac{1}{R_d} + j\omega C_p)]\} \tag{2.42}$$

Soit :

$$G_{i,PD} = \frac{R_S + R_d}{{R_d}^2} + R_S((\omega C_p)^2) \tag{2.43}$$

On voit que la conductance est inversement proportionnelle à $R_d$, la résistance intrinsèque de la photodiode, et est proportionnelle à $C_p$, la capacité intrinsèque, et $R_S$, la résistance d'accès. Dans la suite nous ferons varier chacun des éléments dans une plage qui correspond aux valeurs typiques que l'on retrouve dans la modélisation d'une photodiode afin d'en déduire les éléments les plus influents sur la conductance intrinsèque de la photodiode et donc sur les performances du photorécepteur, cf figures 2.13, 2.14 et 2.15.

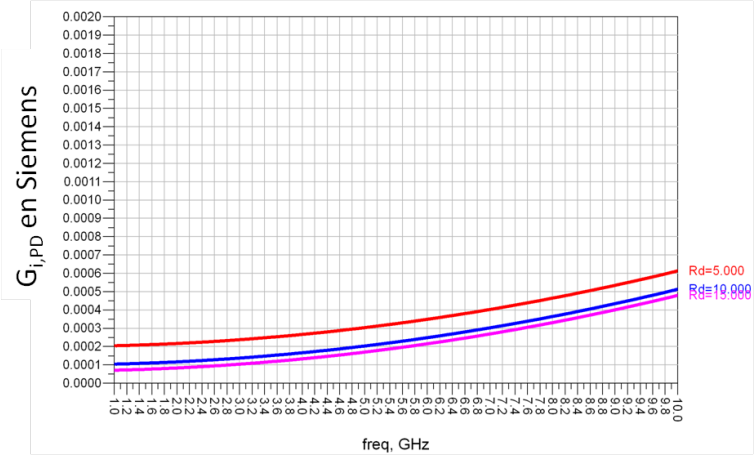



FIGURE 2.13: $G_{i,PD}$ entre 1 et 10 GHz pour en faisant varier $R_d$ entre 5 et 15 kΩ

La figure 2.14 montre l'influence de la capacité $C_p$. Plus celle-ci est élevée, plus $G_{i,PD}$ sera élevée, le gain est alors plus faible et le bruit est aussi plus faible. D'après la figure 2.13, la résistance $R_d$ n'a pas une influence significative sur la transconductance intrinsèque au-delà de 15 kΩ. D'après la figure 2.15, la résistance d'accès $R_s$ augmente la transcondutance intrinsèque. Ce phénomène est visible en hautes fréquences au delà de 2 GHz, mais son influence reste moins importante que celle de la capacité $C_p$.

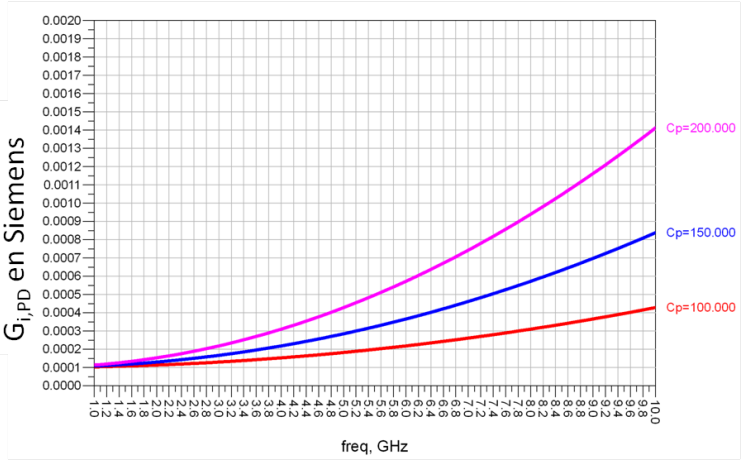



FIGURE 2.14: $G_{i,PD}$ entre 1 et 10 GHz pour en faisant varier $C_p$ entre 100 et 200 pF

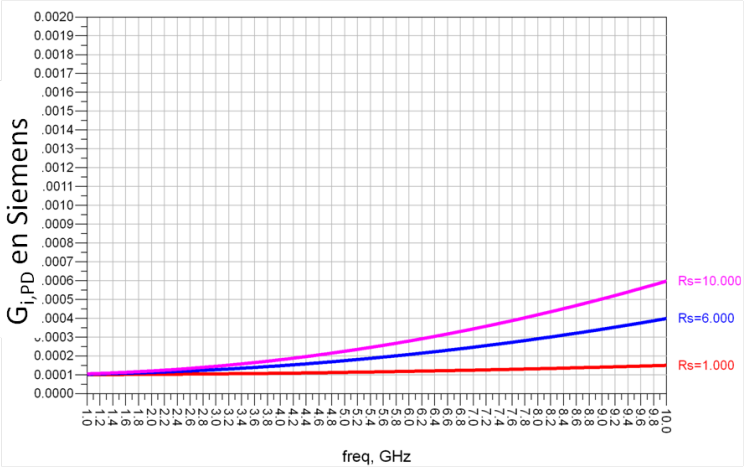



FIGURE 2.15: $G_{i,PD}$ entre 1 et 10 GHz pour en faisant varier $R_s$ entre 1 et 10 Ω

Ce paragraphe a permis de mettre en évidence les éléments du modèle équivalent de la photodiode qui ont une influence sur les performances et a aussi mis en évidence l'expression de la conductance $G_{i,PD}$ à partir du modèle électrique de la photodiode.

Comparons maintenant les trois photodiodes dont les modèles ont été présentés dans les paragraphes précédents en terme de transconductance intrinsèque, comme représenté en figure 2.16.

L'estimation de la transconductance a été effectuée à partir des leurs modèles équivalents. Dans la bande de fréquence, les trois photodiodes sont proches en terme de transconductance intrinsèque avec $G_{i,PD}$ compris entre 0.1 et 0.3 mS à 3 GHz, mais la photodiode issue de [57] reste la plus intéressante en terme de bruit du fait qu'elle présente des valeurs faibles dans la bande d'intérêt. Par contre pour des fréquences plus élevées la photodiode PDCS20T est la photodiode la plus intéressante.

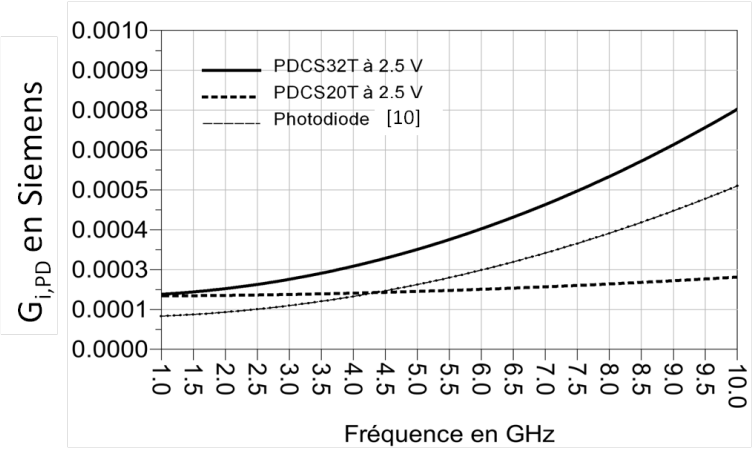



FIGURE 2.16: Comparaison des photodiodes [57], PDCS32T et PDCS32T en termes de transconductance intrinsèque exprimée en S entre 1 et 10 GHz

### 2.2.3 Synthèse

Nous avons analysé l'influence des éléments du modèle équivalent de la photodiode sur les performances du photorécepteur en regardant la transconductance intrinsèque $G_{i,PD}$. A partir de l'étude d'un modèle simple de photodiode, nous avons exprimé $G_{i,PD}$ en fonction des différents éléments du modèle équivalent de la photodiode dans l'équation (2.43). On note que ce paramètre est inversement proportionnel à la résistance dynamique de la photodiode et est proportionnel à la capacité parallèle $C_p$. Les différentes photodiodes sont présentées et comparées en terme de $G_{i,PD}$. Parmi celles-ci, on note que c'est dans les hautes fréquences que la différence est importante et moins dans notre bande d'intérêt. Notons que la photodiode issue de [57] reste la plus intéressante en terme de bruit mais la moins intéressante en terme de transimpédance dans la bande 2,9 GHz - 3,4 GHz.

Nous avons analysé ici le premier élément du photorécepteur à savoir la photodiode. On note essentiellement que les éléments du modèle équivalent sont déterminant dans la conception du circuit en sortie. En effet la caractérisation des ces éléments définit l'impédance en entrée du TIA mais aussi la conductance intrinsèque. On note que la capacité $C_p$ est l'élément qui influence le plus l'impédance d'entrée, il faut donc la caractériser de façon précise. Le paragraphe suivant présente les outils de conception mis en place afin de concevoir le réseau d'adaptation entre la photodiode et le quadripôle actif en sortie de celle-ci.

## 2.3 Méthodologie de conception de circuit actif

Dans les paragraphes précédents, nous avons montré comment estimer le gain et bruit dans un photorécepteur. En s'appuyant sur les modélisations faites précédemment, nous

développons des outils de conception pour le réseau d'adaptation entre la photodiode et le quadripôle actif qui la suit. Sur la même méthode, connue en microondes, des cercles à facteur de bruit constant et des cercles à gain constant, nous présentons ici des cercles à $i_{eq}$ constant et $Z_T$ constant, permettant ainsi d'estimer les performances du photorécepteur en fonction de la transformation d'impédance réalisée par le réseau d'adaptation, en particulier en fonction de l'impédance $\Gamma_m$ (voir figure 2.2).

### 2.3.1 Estimation des performances limites

Avant d'estimer les performances en fonction d'un réseau d'adaptation donné, c'est à dire en fonction d'une impédance quelconque sur l'abaque de de Smith, nous allons dans un premier temps regarder, à la fois pour le bruit et pour le gain, les meilleurs performances que l'on peut obtenir. Concernant le bruit, en utilisant l'expression (2.28), on voit que lorsque l'on présente l'impédance optimale de bruit on obtient la densité de courant de bruit ramenée en entrée minimum $i_{eq,min}$ devient :

$$\overline{|i_{eq,min}|^2} = 4kT_0dfG_{i,PD}F_{min} \tag{2.44}$$

A partir de cette expression on peut, à partir d'une photodiode donnée et d'un amplificateur, en utilisant respectivement $G_{i,PD}$ et $F_{min}$, estimer les performances minimales en bruit. Pour estimer les performances maximales en transimpédance, on utilise l'expression (2.35). A partir de cette expression, on voit que pour obtenir la transimpédance maximum, il faut maximiser le transfert de puissance en présentant le ${S_{11}}^*$ en entrée de $Q_2$. On considère, pour notre analyse préliminaire, une même photodiode, la PDCS32T, et deux structures d'amplification sur deux technologies différentes : la technologie pHEMT 0.15 $\mu$m sur GaAS de WINSC (PL15X) et la technologie SiGe BiCMOS 0.25 $\mu$m de IHP (SG25H3). Les deux sont polarisées en classe AB et sont stabilisées à l'aide d'une résistance de contre réaction entre le drain et la grille pour le pHEMT et entre le collecteur et l'émetteur pour le BiCMOS respectivement de valeur 200 Ω et 1000 Ω.

Les figures 2.17 et 2.18 montrent que la technologie SG25H3 peut atteindre une transimpédance plus élevée que la technologie PL15X. Par contre en terme de bruit nous pouvons observer l'inverse. La technologie SG25H3 a une fréquence $f_T$ (respectivement $f_{max}$) de 120 GHz (respectivement 180 GHz). Son facteur de bruit minimum à 4 GHz est de 2,48 dB lorsque le transistor est stabilisé par contre réaction résistive entre le drain et la grille. Par contre la technologie a une fréquence $f_T$ (respectivement $f_{max}$) de 95 GHz (respectivement 180 GHz). Son facteur de bruit minimum à 4 GHz est de 1,93 dB lorsque le transistor est stabilisé par contre réaction résistive entre le drain et la grille.

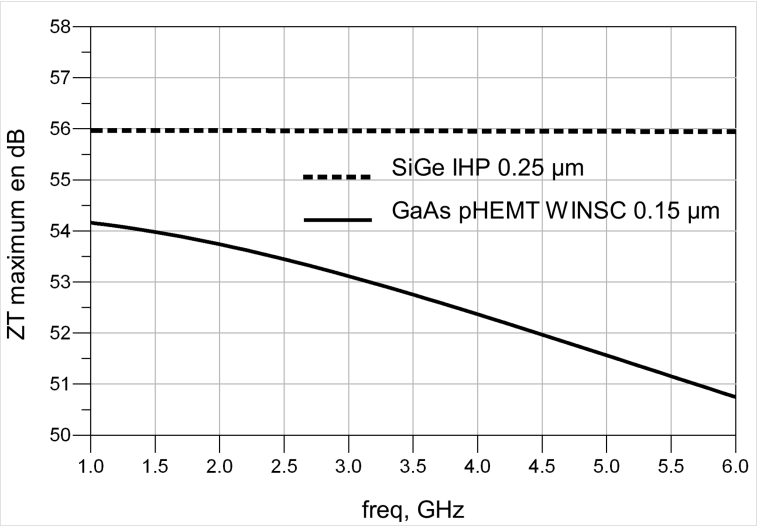



FIGURE 2.17: Comparaison en terme de $Z_{T,max}$ en dB de deux TIAs sur la technologie GaAs pHEMT PL15 de WIN SC et la technologie SiGe BiCMOS SG25H3 de IHP entre 1 et 6 GHz

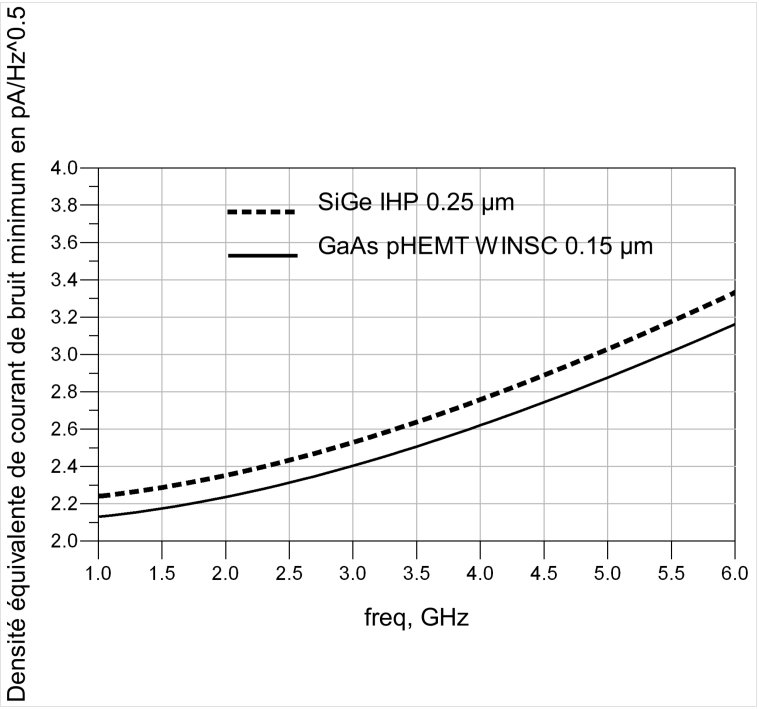



FIGURE 2.18: Comparaison en terme de $i_{eq,min}$ en $pA/\sqrt{Hz}$ de deux TIAs sur la technologie GaAs pHEMT PL15 de WIN SC et la technologie SiGe BiCMOS SG25H3 de IHP entre 1 et 6 GHz

### 2.3.2 Outils de conception

Dans les sections précédentes, on voit que la transformation d'impédance réalisée par le réseau d'adaptation va déterminer les performances du photorécepteur, à la fois en $Z_T$ et en $i_{eq}$ et vont dépendre de $\Gamma_m$. Les objectifs d'impédances optimales en gain ($S_{11}{}^*$) et en bruit ($\Gamma_{opt}$) sont différents. Il faudra donc lors de la conception faire un compromis

entre le gain et le bruit de la même façon que dans la conception d'un LNA classique. Dans ce paragraphe nous présentons à cet effet les équations des cercles à $i_{eq}$ constant et à $Z_T$ constant ([57]).

#### 2.3.2.1 Cercles à $i_{eq}$ constant

Nous présentons les équations des cercles à densité de courant de bruit équivalent ramenée en entrée constant qui va estimer $i_{eq}$ en fonction de la position de l'impédance présentée $\Gamma_m$ en entrée de $Q_2$.

$$X = \frac{\overline{|i_{eq}|^2} - \overline{|i_{eq,min}|^2}}{16kT_0G_{i,PD}r_n}|1+\Gamma_{opt}|^2 \tag{2.45}$$

$$C_{i_{eq}} = \frac{\Gamma_{opt}}{1+N_{i_{eq}}} \tag{2.46}$$

$$R_{i_{eq}} = \frac{1}{1+N_{i_{eq}}}\sqrt{X^2+X(1+\Gamma_{opt})^2} \tag{2.47}$$

avec $C_{i_{eq}}$ et $R_{i_{eq}}$ respectivement le centre et le rayon du cercle à $i_{eq}$ constant. $X$ définit une variable intermédiaire.

#### 2.3.2.2 Cercles à $Z_T$ constant

Les équations de cercles à transimpédance constante qui va estimer la transimpédance du photorécepteur en fonction de la position de l'impédance présentée $\Gamma_m$ en entrée de $Q_2$.

$$x = (Z_T)^2\frac{4G_{i,PD}(1-|S_{11}|^2)}{Z_0|S_{11}|^2)} \tag{2.48}$$

$$C_{Z_T} = \frac{xS_{11}{}^*}{1-|S_{11}|^2(1-x)} \tag{2.49}$$

$$R_{Z_T} = \frac{\sqrt{1-x}(1-|S_{11}|^2)}{|S_{11}|^2(1-x)} \tag{2.50}$$

avec $C_{Z_T}$ et $R_{Z_T}$ respectivement le centre et le rayon du cercle à $Z_T$ constant. $x$ définit une variable intermédiaire.

#### 2.3.2.3 Compromis Gain/Bruit dans le photorécepteur

L'intersection des cercles à $i_{eq}$ constants et à $Z_T$ constants permet d'associer à une impédance une estimation en bruit et en gain. A l'aide de ces cercles, on peut définir des zones optimales d'impédances et ainsi concevoir le réseau d'adaptation de sortie.

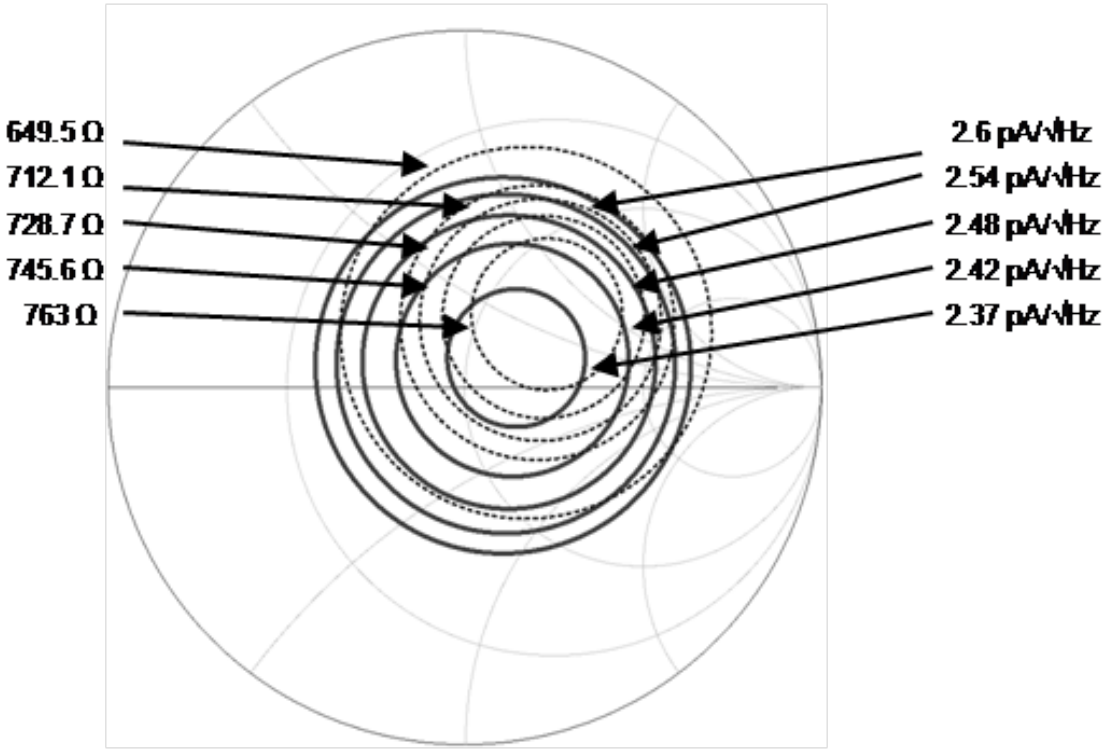



FIGURE 2.19: Cercles à $Z_T$ constant et $i_{eq}$ constant à 5 GHz

La figure 2.19 montre différents cercles à $Z_T$ constant et $i_{eq}$ constant à 5 GHz obtenus avec la photodiode issue de [57] et un pHEMT de 150 nm en source commune de WIN Semiconductor. Dans ce cas précis il apparait une zone d'impédance inductive, à environ $\Gamma = \frac{1}{3}$. Il faut présenter cette impédance l'entrée de $Q_2$.

### 2.3.3 Expression du NEP

La puissance équivalente de bruit ou NEP pour "Noise-Equivalente-Power" est une mesure de la sensitivité d'un photodétecteur. On estime le NEP à partir du rapport entre la densité de puissance en sortie du photorécepteur et la responsivité de l'ensemble du photorécepteur à savoir $R_{TOT} = R_{PD}Z_T$ en V/W.

$$NEP = \frac{i_{eq}}{R_{PD}} \tag{2.51}$$

A partir de l'expression précédente on peut très bien exprimer le NEP en fonction de l'impédance $\Gamma_m$ présentée en entrée de $Q_2$ à travers $F_2$, en utilisant (2.51) et (2.31) :

$$NEP = \frac{4kT_0G_{i,PD}dfF_2}{R_{PD}} \tag{2.52}$$

A partir de (2.52), on peut alors exprimer des cercles à NEP constant afin de déterminer le NEP en fonction de l'impédance présentée en entrée de $Q_2$. Les cercles à NEP constant et à $i_{eq}$ constant se superposent.

TABLEAU 2.4: Estimation du NEP pour différentes valeur de facteur de bruit

| R (en A/W) | $G_{i,PD}$ @5 GHz (mS) | $F_2$ (dB) | $i_{eq}$ (pA/$\sqrt{Hz}$) | NEP en pW/$\sqrt{Hz}$ |
|---|---|---|---|---|
| 0.8 | 0.5 | 1 | 3.22 | 4.02 |
| | | 6 | 5.72 | 7.15 |
| | | 11 | 10.2 | 12.7 |
| | | 16 | 18.1 | 2.26 |

### 2.3.4 Synthèse et étapes de conception

Au final, on peut définir une méthodologie de conception qui s'appuie sur les outils présentés dans les sections précédentes à savoir les cercles à $i_{eq}$ constant et $Z_T$ constant. On a noté que le quadripôle $Q_m$ détermine les performances du photorécepteur pour une photodiode donnée et un étage actif donné. C'est pourquoi dans un premier temps, on va choisir la photodiode que l'on souhaite intégrer au photorécepteur en la caractérisant à travers la conductance intrinsèque $G_{i,PD}$. A partir de la conductance on va pouvoir estimer quel facteur de bruit maximum on peut tolérer pour la technologie du circuit actif pour atteindre les performances désirées à la fois en gain et en bruit.

Dans un second temps, on va étudier la topologie d'amplification qui constitue le quadripôle $Q_2$, afin de choisir la topologie qui pourra garantir ce facteur de bruit suffisamment faible, dans la technologie active selectionnée, pour être inférieur au facteur de bruit maximum que l'on peut tolérer dans le système que l'on veut concevoir. Une fois ces deux quadripôles définis, on va alors se servir des outils de conception développés afin de définir le quadripôle $Q_m$ et réaliser l'adaptation entre la photodiode et le transistor tout en réalisant le meilleur compromis entre le gain et le bruit.

La figure 2.3.4 montre les différentes étapes de conception en s'appuyant sur la modèlisation en tant que succession de quadripôles en cascade du photorécepteur :

Choix de la photodiode

Choix de la topologie d'amplification

Conception du réseau d'adaptation en entrée

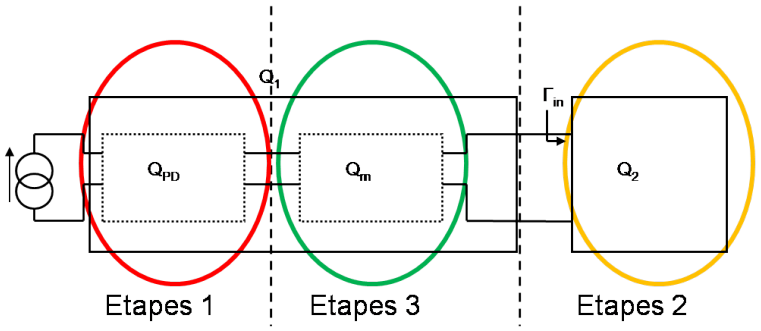



FIGURE 2.20: Définition des différentes étapes de conception du photorécepteur

## 2.4 Extension des outils aux grandeurs optique-microondes

D'autres grandeurs sont utilisées dans le domaine optique-microondes pour caractériser les éléments de la chaine RoF, en particulier les paramètres "S" optiques microondes, le gain optique-microonde et le facteur de bruit optique microonde [1, 5]. Dans cette section nous proposons une relecture des cercles déjà présentés et ainsi d'exprimer en fonction de l'impédance $\Gamma_m$, le gain optique microonde et le facteur de bruit du photorécepteur.

### 2.4.1 Paramètres S et Gain optique-microonde

Les paramètres "S" optique microonde correspondent à une représentation équivalente microonde de chacun des blocs d'une chaine optique dans laquelle la puissance optique exprimée à travers un courant équivalent débitant dans 50Ω. Cette démarche permet d'exprimer des puissances microondes équivalentes au niveau des accès optiques. Le but est ainsi d'associer, à chaque blocs de la liaison optique, un quadripôle microondes équivalent. En faisant l'analogie entre la puissance optique et un courant optique, nous matérialisons l'instant où nous pouvons sonder la puissance optique par un photodétecteur théorique idéal de responsivité $1A/W$ sans limitation en bande passante. On peut écrire :

$$i_{opt} = 1_{A/W} P_{opt} \tag{2.53}$$

Le gain optique-microonde d'une photodiode est exprimé comme le rapport entre la puissance électrique mesurée en sortie sur une charge $Z_L$ et la puissance équivalente optique-microondes $P_{eq}$ (cf figure 2.21). Pour exprimer la puissance électrique $P_{eq}$ en entrée de la photodiode, on va utiliser la représentation optique microonde [1]. La figure

2.21 montre $Q_{OM}$, le quadripôle optique-microonde de la photodiode, la source optique modélisée par une source de courant débitant dans une charge 50Ω, elle fournit le courant $i_{opt}$ une image de la puissance optique. Ce courant débite dans une charge 50Ω, on mesure une puissance $P_{eq}$, la puissance électrique équivalente à la puissance optique. Elle correspond à la puissance électrique mesurée aux bornes d'une photodiode idéale avec une responsivité de 1 A/W.

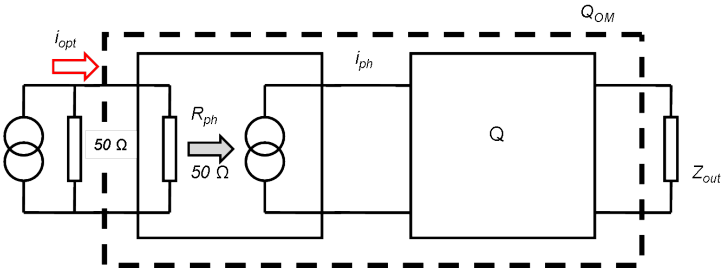



FIGURE 2.21: Représentation de la puissance optique microonde équivalente

On peut alors écrire :

$$R_{PD} = \frac{i_{ph}}{P_{opt}} = \frac{iph}{\frac{iopt}{1\frac{A}{W}}} \tag{2.54}$$

$$P_{eq} = \frac{1}{2}R_0(1_{A/W}P_{opt})^2 = \frac{1}{2}R_0{i_{opt}}^2 \tag{2.55}$$

A partir de (2.55), on peut exprimer le gain optique microonde tel que :

$$G_{OM} = |S_{21_{OM}}|^2 = \frac{P_{RFout,PD}}{P_{RFin,PD}} = \frac{\frac{\frac{1}{2}(i_{ph}Z_T)^2}{Z_{out}}}{P_{eq}} = \frac{\frac{\frac{1}{2}(i_{ph}Z_T)^2}{Z_{out}}}{\frac{1}{2}Z_0(1_{A/W}P_{opt})^2} \tag{2.56}$$

avec $P_{RFout,PD}$ la puissance mesurée en sortie de la photodiode sur une charge $Z_{out}$ et $P_{RFin,PD}$ la puissance mesurée en entrée de la photodiode qui correspond à la puissance équivalente associée à la puissance optique que l'on a défini dans (2.55) à travers $P_{eq}$ et $|S_{21_{OM}}|$ le coefficient de transfert du quadripôle équivalent $Q_{OM}$, dit paramètre "S" optique-microonde. Nous considérons ici que $R_{PD,interne} = R_{PD,50\Omega}$ car la conductance de la photodiode est élevée.

En insérant (2.54) dans (2.56), on obtient l'expression du $|S_{21}|$ de la photodiode :

$$G_{OM} = |S_{21_{OM}}|^2 = {R_{PD}}^2\frac{Z_T}{Z_{out}Z_0} \tag{2.57}$$

En considérant le photorécepteur chargé sur 50Ω en sortie, on a :

$$G_{OM} = |S_{21_{OM}}|^2 = {R_{PD}}^2\frac{Z_T}{{Z_0}^2} \tag{2.58}$$

Soit :

$$G_{OM_{dB}} = S_{21_{OM_{dB}}} = 20log(R_{PD}) + 20log(\frac{Z_T}{Z_0}) \tag{2.59}$$

En insérant (2.35) dans (2.58), on peut exprimer le gain optique-microonde en fonction de l'impédance présentée en entrée de $Q_2$ (cf figure 2.1) et de la même façon tracer des cercles à $S_{21_{OM}}$ constant pour le photorécepteur. Les lieux d'impédances sont les mêmes pour $Z_T$ et $S_{21_{OM}}$. Nous avons les mêmes cercles à $Z_T$ constant et à $S_{21_{OM}}$ constant.

$$G_{OM} = |S_{21_{OM}}|^2 = {R_{PD}}^2 \frac{\sqrt{\frac{Z_0(1-{\Gamma_m}^2)}{G_{i,PD}}}|\frac{S_{21,Q_2}}{2(1-S_{11,Q_2}\Gamma_m)}|}{{Z_0}^2} = {R_{PD}}^2 \frac{\frac{1}{2}\sqrt{G_T \frac{Z_0}{G_{i,PD}}}}{{Z_0}^2} \tag{2.60}$$

Le tableau 2.5 suivant donne les conversions entre le gain optique-microonde et le jeu de paramètres : responsivité de photodiode, gain transducique et conductance intrinsèque.

TABLEAU 2.5: Estimation du $G_{OM,PR}$ pour différentes valeur de facteur de $Z_T$

| $G_{i,PD}$@5 GHz (mS) | R (en A/W) | $Z_T$ (dBΩ) | $G_{OM,PR}$ (dB) |
|---|---|---|---|
| 0.5 | 0.8 | 44.48 | 8.56 |
| | | 46.97 | 11.06 |
| | | 49.48 | 13.56 |
| | | 51.97 | 16.06 |
| | 0.5 | 44.48 | 4.47 |
| | | 46.97 | 6.979 |
| | | 49.48 | 9.479 |
| | | 51.97 | 11.979 |
| | 0.2 | 44.48 | -3.47 |
| | | 46.97 | -0.979 |
| | | 49.48 | 1.52 |
| | | 51.97 | 4.02 |

### 2.4.2 Facteur de bruit optique microonde

De la même façon, on peut exprimer le facteur de bruit optique microonde pour les différents éléments de la chaine optique à savoir le laser, la fibre optique et la photodiode [1, 5]. On s'appuie sur la définition du facteur de bruit de la photodiode sur 50 Ω pour exprimer celle du photorécepteur. Le facteur de bruit de la photodiode est rappelé ci-dessous :

$$F = \frac{SNR_{in,OM}}{SNR_{out}} = 1 + \frac{N_S}{G_{OM,PD}KTB} \tag{2.61}$$

avec $SNR_{in,OM}$ et $SNR_{out}$ respectivement le rapport signal à bruit en entrée et en sortie, $N_S$ la puissance de bruit en sortie, $G_{OM,PD}$ le gain optique-microonde de la photodiode. Dans le cas du photorécepteur, la photodiode n'est pas chargé sur 50 Ω. Ce dernier sera étudié dans le cadre de l'estimation du facteur de bruit comme étant un seul bloc. On utilise alors (2.61) en l'appliquant au photorécepteur complet et on a :

$$F_{OM,PR} = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = 1 + \frac{N_S}{G_{OM,PR}KTB} \tag{2.62}$$

En développant on obtient :

$$F_{OM,PR} = 1 + \frac{2qI_{ph}G_{TIA}Z_0 + \frac{1}{2}(Z_T i_{eq})^2}{{R_{PD}}^2 \frac{{Z_T}^2}{{Z_0}^2} KTB} = 1 + \frac{2qI_{ph}G_{TIA} + 2(G_{i,PD}Z_0){F_2}^2}{{R_{PD}}^2} \tag{2.63}$$

avec $q$ la constante de charge.

A partir de l'expression (2.63), on voit que l'on peut exprimer le facteur de bruit optique microonde à partir de l'impédance $\Gamma_m$ que l'on présente en entrée de $Q_2$ à travers le terme $F_2$. On peut aussi tracer des cercles à $F_{OM,PR}$ constant afin de concevoir le photorécepteur. Ces cercles se superposent aux cercles à $i_{eq}$ constant dans la mesure où l'on considère une puissance optique faible. Comme nous le voyons sur la figure 2.22, au delà d'une certaine puissance optique (dans notre cas -10 dBm de puissance optique en entrée) le bruit de grenaille devient prépondérant vis-à-vis du bruit thermique. Pour des puissances optiques élevées l'impédance $\Gamma_m$ a alors une faible influence.

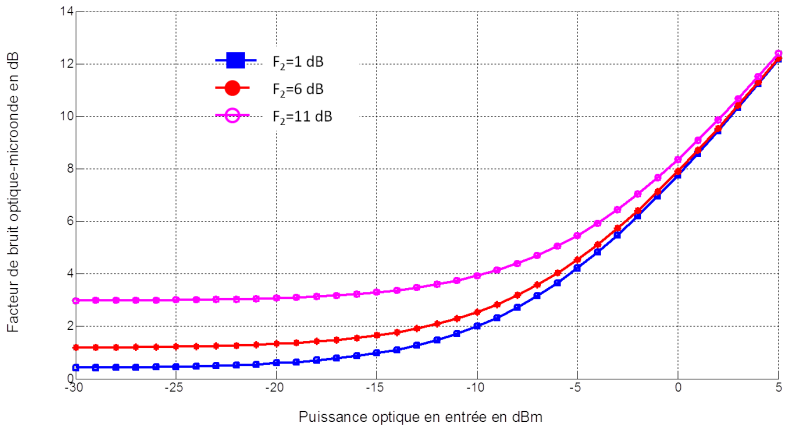



FIGURE 2.22: Estimation du Facteur de bruit optique microonde du photorécepteur pour différentes valeur de facteur de bruit F=[1,6,11] dB pour le quadripôle $Q_2$ pour différentes puissances optiques allant de -30dBm à +5dBm

### 2.4.3 Synthèse

A partir de la transimpédance et de la densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée, nous avons montré qu'il est possible d'étendre les outils présentés aux grandeurs optiques microondes. L'approche optique microonde consiste à exprimer la puissance optique comme le courant optique mesuré à travers une photodiode de responsivité 1A/W. Cela permet d'estimer une puissance électrique équivalente aux accès optiques des différents blocs qui composent la liaison optique. Utilisant cette approche, on définit des paramètres S optiques microondes. Ces paramètres S permettent de définir un gain optique microonde, un facteur de bruit optique microonde. Nous montrons alors comment transposer les outils $i_{eq}$ et $Z_T$ à ces grandeurs.

## 2.5 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre nous avons proposé une étude du photorécepteur. A partir de son modèle nous avons exprimé les deux principales grandeurs linéaires qui le caractérisent, à savoir la densité équivalente de courant de bruit et la transimpédance. Nous montrons dans l'expression de ces grandeurs l'influence de la photodiode à travers la transconductance intrinsèque $G_{i,PD}$, mais aussi l'influence du quadripôle actif sur le facteur de bruit et le gain transducique global.

Il est montré que la capacité parallèle de la photodiode est importante avec une relation quadratique avec la conductance intrinsèque. Cette capacité influence également fortement le réseau d'adaptation à réaliser entre la photodiode et l'amplificateur.

En utilisant $G_{i,PD}$, le facteur de bruit et le maximum de gain disponible, nous montrons qu'il est possible d'estimer les performances limites en gain et en bruit du photorécepteur et ainsi estimer un premier niveau de faisabilité du photorécepteur. Après avoir souligner l'influence de l'impédance présentée en entrée du TIA, nous montrons que les performances en gain et en bruit dépendent essentiellement de cette impédance, c'est pourquoi nous proposons l'utilisation d'outils à la conception tels que les cercles à $Z_T$ et $i_{eq}$ constant. Ces cercles nous permettent d'estimer les performances du photorécepteur pour une impédance $\Gamma_m$ donnée présentée à l'entrée du circuit actif, ce qui permet aisément de faire un compromis entre $Z_T$ et $i_{eq}$. Au final nous définissons une méthodologie de conception dans laquelle nous mettons en avant trois étapes différentes : le choix de la photodiode, le choix de la topologie active et la conception du réseau d'adaptation.

Pour finir, dans ce chapitre, nous avons étendu l'étude en présentant les grandeurs optiques microondes et l'utilisation des outils à ces dernières. Nous présentons alors le gain

optique microonde et le facteur optique microonde ainsi que les relations de passage entre les différentes grandeurs.

Ce travail ainsi effectué, nous pouvons maintenant concevoir aisément un photorécepteur. Le chapitre suivant présente la conception de différents photorécepteurs en se basant sur les expressions théoriques et les outils présentés dans ce chapitre.

# Chapitre 3

# Conception des circuits

## 3.1 Introduction

Dans le chapitre précédent nous avons présenté la modélisation du photorécepteur afin d'extraire les expressions théoriques du gain et du bruit et de cerner les leviers d'optimisations de ces deux paramètres. Cela nous a permis de définir des outils de conception de photorécepteur qui permettent de mettre en évidence le compromis à réaliser entre le gain et le bruit, en fonction de la transformation d'impédance réalisée entre la photodiode et le TIA.

Dans ce chapitre, nous implantons dans un premier temps les outils de la modélisation théorique pour simuler les performances en C.A.O (Conception Assistée par Ordinateur). Nous définissons à la fois un banc de simulation optoélectronique petit signal et un autre grand signal. Une fois ces bancs définis et présentés, nous proposons une étude de la technologie pHEMT GaAs PL15X que l'on utilise dans la conception de ce TIA. Nous passons en revue à travers la simulation les principaux paramètres technologiques présentés dans le premier chapitre.

Pour finir, nous proposons trois solutions de TIAs qui correspondent à la chronologie de conception. La conception pour chacun de ces circuits est réalisée en deux phases. La première s'appuie sur une simulation des modèles électriques équivalent de chaque composant. La seconde partie consiste au dessin et à la simulation électromagnétique du "layout" du circuit. Dans les deux cas nous présentons les performances du photorécepteur.

Le cahier des charges impose un $|S_{21}|$ en dB supérieur à 15 dB avec une ondulation de 0,5 dB dans la bande 2,9 - 3,4 GHz, une adaptation en sortie inférieure à - 10 dB, un gain transimpédance supérieur à 300 Ω (49,6 dBΩ) et une densité équivalente de

courant de bruit inférieure à 5 pA/$\sqrt{Hz}$. Le photorécepteur doit aussi rester linéaire en considérant une puissance optique en entrée comprise en -4 dBm et 2 dBm pour un taux de modulation $m = 1$.

## 3.2 Méthode de simulation

Dans cette section nous présentons deux bancs de simulation optoélectroniques possibles dont nous nous servirons par la suite afin de concevoir notre photorécepteur. Pour ce faire nous pouvons utiliser trois moteurs de simulation différents : un moteur de simulation "AC", pour obtenir les termes de transimpédance et de bruit ; un moteur de simulation de paramètre $S$ ; puis un moteur "Harmonic Balance" permettra un banc de simulation non-linéaire.

### 3.2.1 Modélisation du photorécepteur dans l'environnement de simulation

Afin de représenter les composants optiques et optoélectroniques dans un environnement de simulation purement électrique, il est nécessaire d'exploiter des réprésentations optique-microondes comme décrite en [1]. Ces représentations ont été rappelées pour le récepteur dans le chapitre 2. Dans ce banc de simulation, la photodiode est donc représentée par une source de courant commandée en tension complétée par le modèle électrique de la photodiode (figure 3.2). Ensuite vient le circuit de transformation d'impédance chargé sur 50Ω. On a alors un système 50Ω en entrée et en sortie. La source en entrée représente la source optique qui émet une puissance électrique équivalente à la puissance optique en entrée comme montré en figure 3.1.

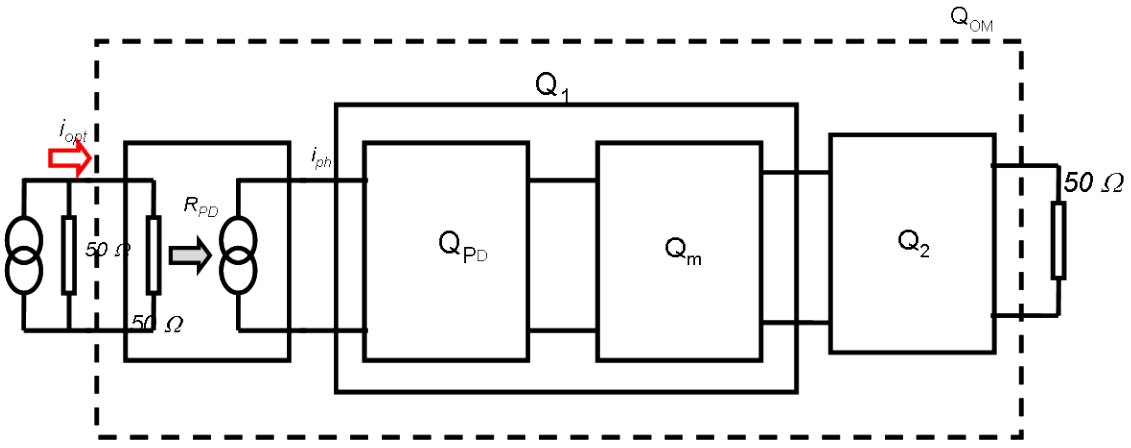



FIGURE 3.1: Schéma du photorécepteur en représentation optique-microonde

### 3.2.2 Banc de simulation AC

On utilise le moteur de simulation "AC" sous ADS, qui permet d'obtenir les paramètres de transfert petit signaux tels que la tension le gain en courant, la transimpédance, la transadmittance et le bruit linéaire.

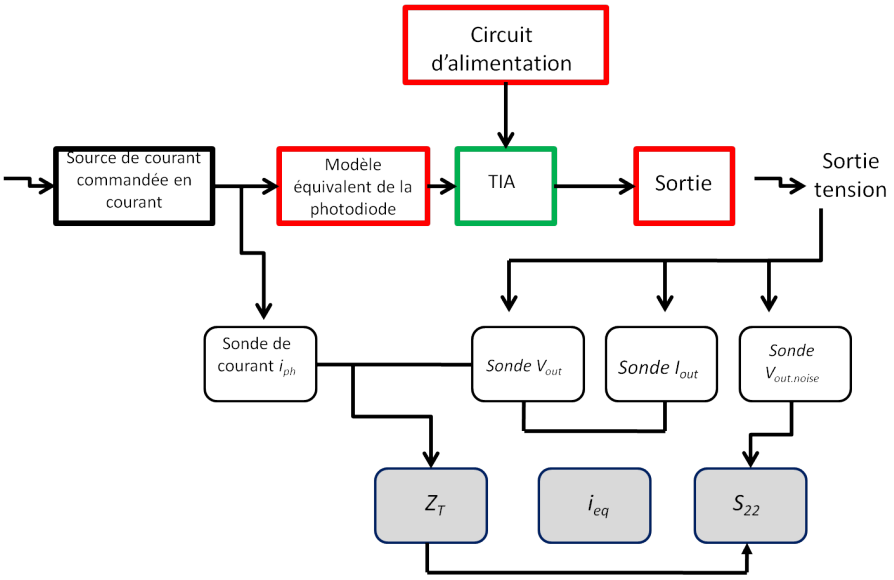



FIGURE 3.2: Schéma de principe du banc de simulation AC pour estimer le bruit, la transimpédance et l'adaptation en sortie

Les grandeurs se déduisent des informations de courant et de tension aux noeuds du circuit. La méthodologie d'extraction est synthétisée figure 3.2. Pour estimer la transimpédance, on fait le rapport entre la mesure de la tension et du courant en sortie de la source de photocourant. Pour estimer le bruit, on mesure la tension de bruit en sortie dans une bande de 1 Hz que l'on divise par la transimpédance précédemment estimée et on obtient alors la densité de courant de bruit ramenée en entrée.

Un autre paramètre est à estimer dans le cadre de la conception du photorécepteur, il s'agit de l'adaptation en sortie que l'on estime à travers le paramètre $|S_{22}|$ sur une charge 50 Ω. Pour ce faire on peut, à partir du simulateur "AC" et des informations de courant et tension complexes, simuler un analyseur de réseaux vectoriel et ainsi estimer les coefficients de réflexion en entrée et en sortie.

### 3.2.3 Banc de simulation paramètres S

Dans ce banc de simulation, on utilise le moteur de simulation "S-Parameters". En plus des paramètres S, ce moteur permet d'obtenir une estimation du bruit à travers le facteur de bruit ou la densité de puissance en sortie. La figure 3.3 schématise l'extraction des grandeurs en utilisant ce moteur.

On exprime la transimpédance en reliant le $|S_{21}|$ à la transimpédance à travers l'équation (3.1) que l'on utilise par la suite pour exprimer la densité de courant de bruit ramenée en entrée ($i_{eq}$).

$$|S_{21}|^2 = |\frac{Z_T}{50}|^2 \tag{3.1}$$

A partir du schéma présenté figure 3.3, la densité de courant de bruit ramenée en entrée s'exprime à partir de la densité de puissance de bruit en sortie $N_{out}$ telle que :

$$i_{eq} = \frac{N_{out} - N_{th}{S_{21}}^2}{{S_{21}}^2 R_0} \tag{3.2}$$

avec $N_{out}$ fournit par le moteur, $N_{th}$ le plancher du bruit en entrée et $R_0$ la résistance de normalisation 50Ω.

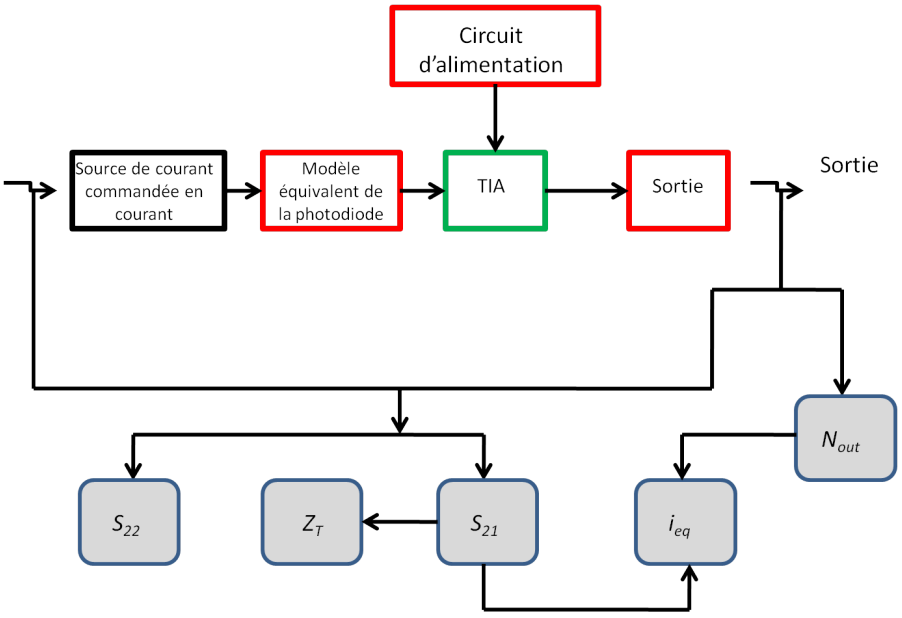



FIGURE 3.3: Schéma de principe du banc de simulation S-Parameters pour estimer le bruit, la transimpédance et l'adaptation en sortie

### 3.2.4 Banc de simulation non-linéaire

Dans le cadre de ce travail, nous avons pour objectif de garantir une linéarité de ce sous système vis-à-vis de la dynamique du signal reçu. Les photodiodes utilisées sont disponibles dans l'industrie. Nous n'avons pas de moyen, en dehors de la polarisation de ces dernières, d'influencer leur compression. C'est pourquoi le but visé dans la conception

du TIA est de garantir un linéarité supérieure à celle de la photodiode. Dans cette section, la linéarité est exclusivement associée au point de compression à 1 dB.

La compression est un effet non linéaire dû à la saturation du composant. La figure 3.4 montre le banc de simulation utilisé pour estimer le point de compression à 1 dB du photorécepteur sous "Harmonic Balance". La source optique est modélisée à l'aide d' un simulateur électrique par une source de courant, comme vu précédemment, qui correspond au photo-courant généré par une photodiode de 1 A/W. On a alors un courant équivalent à la puissance optique. Le bloc "SDD2P" correspond au passage à travers la photodiode et lie $I_{opt}$ (Puissance optique à travers une photodiode de 1 A/W) et $I_{pd}$ (le photo-courant en sortie de la photodiode PDCS32T-XS) à travers la responsivité $R_{pd}$. La puissance optique modulée est créée par une source de courant d'impédance 50 Ω assurant la génération du courant $I_{opt}$ à l'entrée de la photodiode. Afin de recréer les conditions expérimentales souhaitées à $m = 1$, on fixe l'intensité de ce générateur de façon à obtenir $I_{opt} = P_{opt,DC}$ comme en figure 3.5. Le générateur de courant est donc $2.I_{opt} = 2 * P_{opt,DC}$. Pour finir on trace la courbe $P_{out,RF} = f(P_{opt})$, ce qui permet de déterminer la puissance optique à 1dB de compression quand $m = 1$.

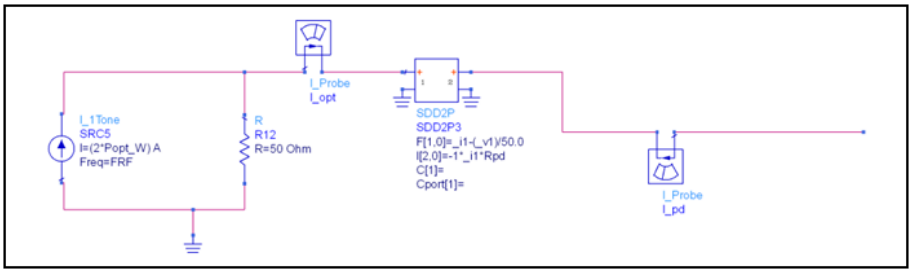



FIGURE 3.4: Schéma de principe du banc de simulation non-linéaire pour estimer le point de compression à 1dB du photorécepteur

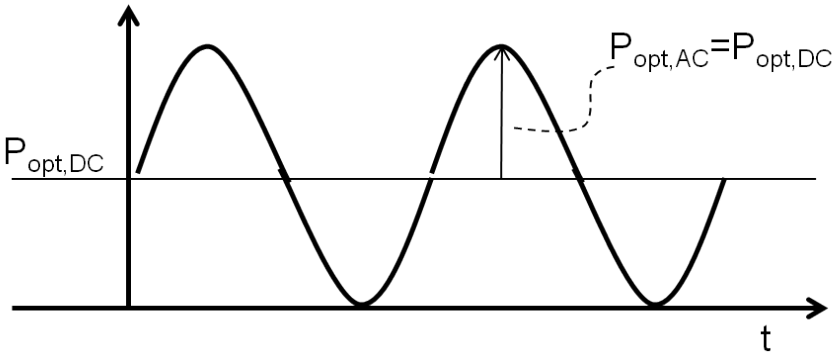



FIGURE 3.5: Puissance optique modulée à l'entrée de la photodiode, $P_{opt,AC}$ en fonction du temps

### 3.2.5 Synthèse

Un photorécepteur est composant opto-électronique. Grâce à la représentation équivalente optique micro-onde, vu au chapitre 2, nous pouvons le simuler dans un environnement électrique classique type "ADS". Dans ce paragraphe, nous avons montré différents bancs de simulation de photorécepeur. Tout d'abord deux bancs de simulation petits signaux, l'un utilisant le moteur de simulation "AC" et l'autre utilisant le banc de simulation "S-Parameters". Le premier estime les paramètres petits signaux à partir du courant et de la tension mesurés à différents points. Le second estime ces mêmes paramètres à partir du calcul des paramètres "S" et de la puissance en sortie. Dans les deux nous obtenons les mêmes résultats. Le troisième banc de simulation présenté montre le banc de simulation non-linéaire utilisant le moteur de simulation "Harmonic Balance" qui va permettre d'estimer le comportement non-linéaire du circuit et plus particulièrement le point de compression à 1 dB à l'aide de la puissance optique en entrée et la puissance électrique en sortie.

## 3.3 Conception de photorécepteur actif

Dans ce paragraphe nous nous intéressons à la conception de TIAs. Dans un premier temps nous présentons une étude préliminaire dans laquelle nous nous intéressons à la technologie PL15X afin de pouvoir définir le point de fonctionnement du transistor. Nous regarderons ensuite la stabilité du transistor ainsi que les techniques de stabilisation utilisées. Cette étape va nous permettre de définir quelles sont les meilleures topologies d'amplification qui permettent de garantir la stabilité ainsi que le gain et le bruit remplissant les objectifs à atteindre. Ce travail sert de base à la conception de trois circuits TIAs qui sont présentés.

Le premier circuit (TIA 1) utilise un montage cascode. Ce montage a pour avantage d'augmenter l'isolation entre l'entrée et la sortie. On considère dans ce circuit une tension de polarisation unique à 5 V, pour le circuit ainsi que pour les différentes photodiodes utilisées. La photodiode 1915DC est polarisée à 5 V et définit donc la tension d'alimentation. Le montage cascode permet aussi de supporter cette tension d'alimentation mais aussi de garantir une chute de tension au niveau du drain du transistor monté en source commune.

Le second circuit (TIA 2) utilise un montage en source commune ainsi qu'un circuit de polarisation active. On utilise une polarisation active afin de conserver la polarisation à 5 V avec un transistor en source commune.

Le troisième circuit (TIA 3) utilise en montage en source commune. Pour ce circuit on retire la contrainte de l'alimentation et on considère une alimentation différente pour la photodiode et pour le TIA.

Pour chaque circuit on réalise une conception électrique puis une conception électromagnétique. La conception électrique utilise des éléments modélisés électriquement. Lors de la conception électromagnétique on réalise une simulation électromagnétique du circuit sous l'environnement Momemtum-ADS.

### 3.3.1 Etude préliminaire de conception

Après avoir présenté les différents bancs de simulation utilisés lors de la conception, nous proposons une brève présentation de la technologie utilisée, la PL15X de WIN Semiconductors. Cette présentation comprend les principales caractéristiques relatives à sa description vues dans le premier chapitre de cette thèse. Pour finir nous présentons des techniques permettant de stabiliser un transistor.

#### 3.3.1.1 Description de la technologie

Les principales caractéristiques d'une technologie à étudier sont : les caractéristiques statiques, les fréquences $f_T$ et $f_{max}$ et les caractéristiques en bruit avec le facteur de bruit minimum $F_{min}$. On rappelle que nous utilisons la technologie PL15X de WIN Semiconductors. Il s'agit d'une technologie pHEMT 150 nm sur GaAs.

On considère une technologie à transistor à effet de champ à déplétion, c'est-à-dire que lorsque ce dernier n'est pas polarisé, il laisse passer des électrons dans le canal. On utilisera une tension de grille comprise entre le pincement à -0,6V et la saturation à 0,5V. Les caractéristiques statiques $i_d$ en fonction de $V_{ds}$ à différents $V_{gs}$ sont tracées sur la figure 3.6 pour un transistor avec deux doigts de grille de 75 $\mu$m de long, donc de 150 $\mu$m de développement de grille.

On voit sur les courbes 3.6 que la saturation est atteinte pour une tension $V_{gs} = 0,5V$. De plus, la dynamique du $V_{gs}$ varie de $-0,7V$ à $+0,5V$. La tension de drain $V_{ds}$ s'étend de 0 à 5V, au-delà le transistor atteint sa tension de claquage.

Nous étudions l'influence de la tension de polarisation sur $f_{max}$. Pour ce faire nous traçons $f_{max} = f(V_{ds})$ pour différentes tension $V_{gs}$ (figure 3.7) et $f_{max} = f(V_{gs})$ pour différentes tension $V_{ds}$ (figure 3.8). Polarisé à 2,5V, on peut estimer une consommation de 82,5 mW. Les courbes 3.7 et 3.8 montrent que pour obtenir un $f_{max}$ supérieur à 150 GHz, il suffit de polariser le transistor tel que $-0,4V < V_{gs} < 0V$ et $1,5V < V_{ds} < 3V$ . On note un

maximum à 182 GHz pour $V_{gs} = -0,2V$ et $V_{ds} = 1,5V$. La fréquence $f_{max}$ n'est pas suffisante pour déterminer un point de polarisation. La figure 3.9 montre que la tension de polarisation n'a pas une grande influence sur ce paramètre tant que l'on reste en dessous de la droite de charge. On choisit dans la suite de polariser le transistor en classe A ou en classe AB léger afin d'avoir une linéarité élevée.

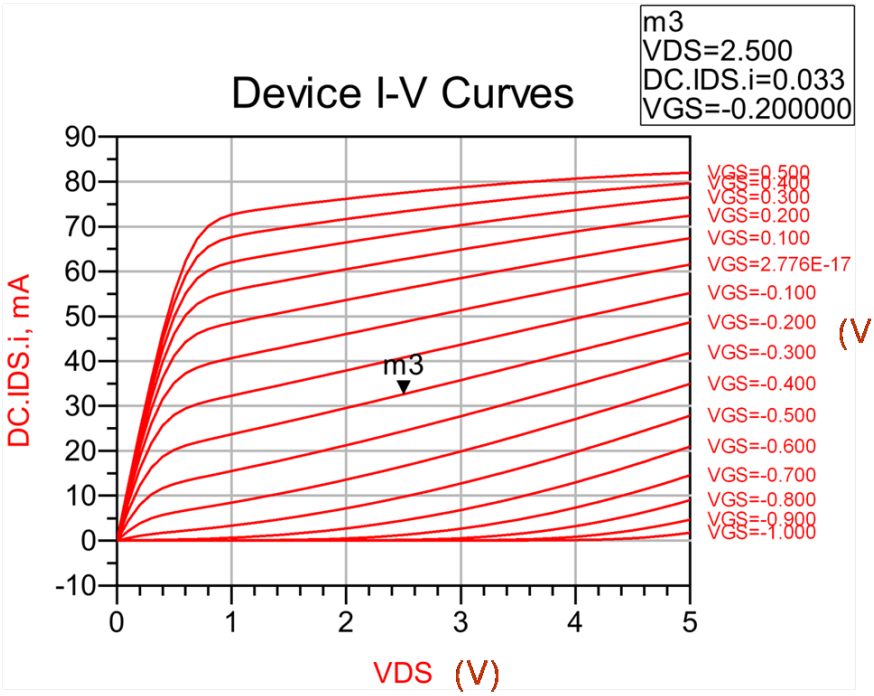



FIGURE 3.6: Caractéristiques statiques représentant $i_{ds}$ (A) en fonction de $V_{ds}$ (V) paramétré en $V_{gs}$ (V) pour un transistor issu de la technologie PL15X de 150 $\mu$m de développement de grille

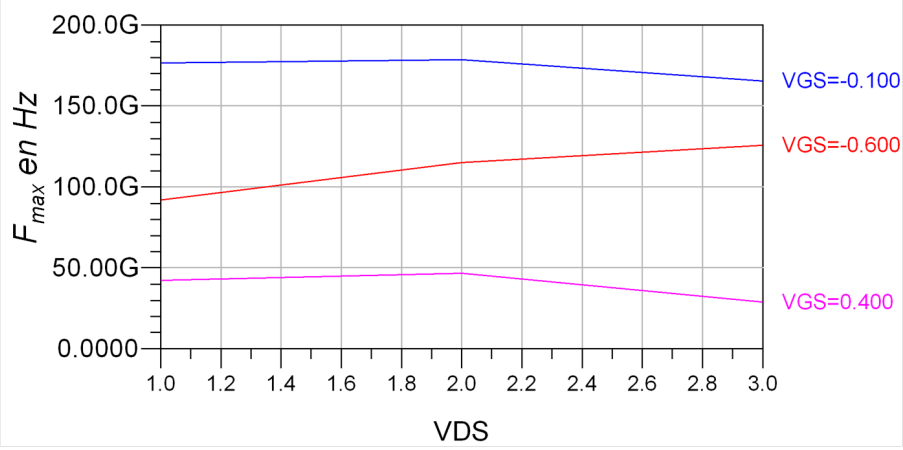



FIGURE 3.7: Estimation de $f_{max}$ (Hz) pour différentes tension de drain $V_{ds}$ (V) paramétré en $V_{gs}$ (V) pour un transistor de 2x75$\mu$m de développement de grille

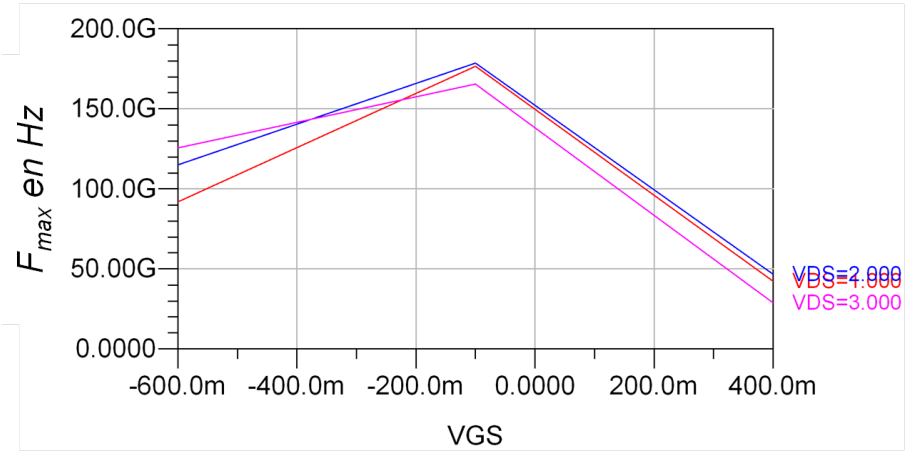



FIGURE 3.8: Estimation de $f_{max}$ (Hz) pour différentes tension de drain $V_{gs}$ (V) paramétré en $V_{ds}$ (V) pour un transistor de 2x75$\mu$m de développement de grille

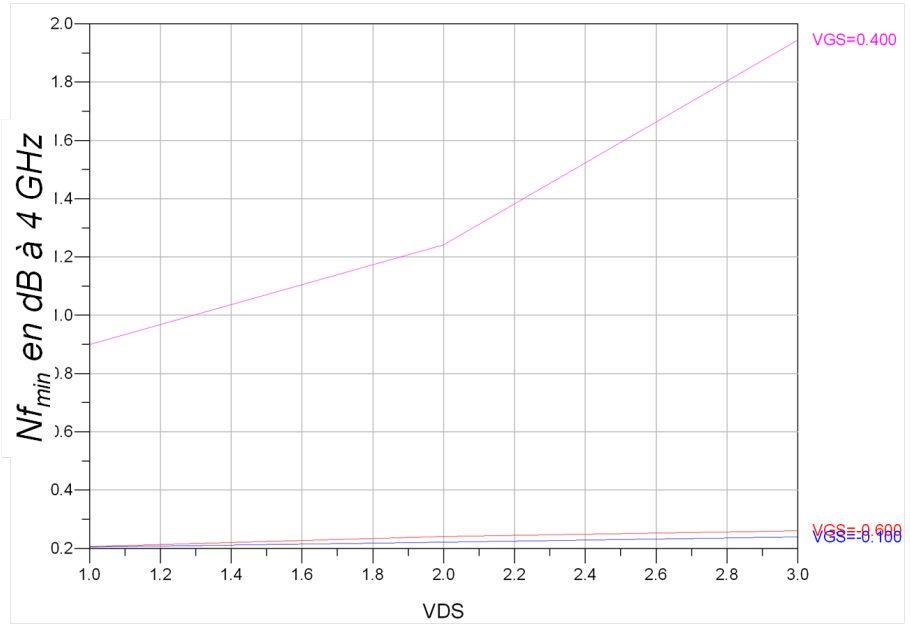



FIGURE 3.9: Estimation de $NF_{min}$ (en dB) à 4 GHz pour différentes tension de drain $V_{gs}$ (V) paramétré en $V_{ds}$ (V) pour un transistor de 2x75$\mu$m de développement de grille

#### 3.3.1.2 Technique de stabilisation

Lorsque l'on aborde la conception d'un amplificateur actif, un paramètre important à considérer est la stabilité. La stabilité s'évalue à travers le facteur de Rollet $K$ et $B$ définis dans [36] tels que :

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}{}^* S_{22} - S_{12}{}^* S_{21}|}{2|S_{12}{}^* S_{21}|} \tag{3.3}$$

$$B = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |S_{11}{}^* S_{22} - S_{12}{}^* S_{21}| \tag{3.4}$$

On peut ainsi connaitre la stabilité conditionnelle ou inconditionnelle du composant en fonction de l'impédance que l'on va présenter en entrée ou en sortie de celui-ci. Le tableau 3.1 répertorie les différentes conditions de stabilité. Il existe différentes façons de stabiliser un transistor en faisant des contre-réactions entre les différents accès du transistor. Dans le cas des transistors de type FET, on peut utiliser une contre-réaction résistive entre le drain et la grille (figure 3.10), une entre la grille et la source (figure 3.11) ou entre le drain et la source (figure 3.12). Une autre technique peut être utilisée, il s'agit de l'inductance de dégénérescence dans la source. Cela consiste à introduire une inductance dans la source afin de modifier les conditions de stabilité. Cette technique est souvent utilisée dans la réalisation d'oscillateur.

TABLEAU 3.1: Conditions de stabilité

| | | | |
|---|---|---|---|
| $K = 1$ | | | Pas d'adaptation possible |
| $\|K\| > 1$ | $K > 1$ | B $> 0$ | Inconditionnellement stable |
| | | $B <= 0$ | Conditionnellement stable |
| | K <-1 | | Instable |
| K $< 1$ | | | Conditionnellement stable |

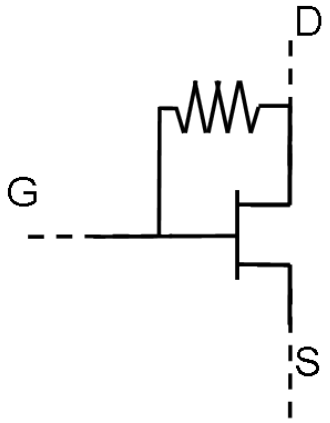



FIGURE 3.10: Schéma d'une contre-réaction entre le drain et la grille à travers une résistance

On propose d'observer l'influence de ces différentes techniques sur le facteur de stabilité ($K$) d'un transistor de 2x75$\mu$m de développement (utilisé dans la conception du TIA 3). Le choix de ce transistor sera discuté ultérieurement. Les figures 3.13, 3.15, 3.16 et 3.14 montre l'implémentation des différentes techniques de stabilisation que nous avons évoquée. On voit sur ces courbes qu'il est impossible en utilisant la technique de l'inductance de dégénérescence dans la source, la technique de contre-réaction résistive entre le drain de la source (figure 3.12) ou la technique de contre-réaction résistive entre la grille et la source (figure 3.11) de rendre le transistor inconditionnellement stable. Les deux premières techniques ont une influence sur le facteur $K$ en hautes fréquences mais pas

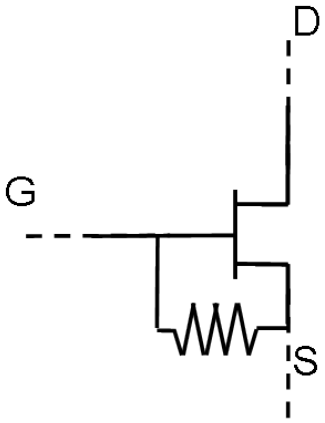



FIGURE 3.11: Schéma d'une contre-réaction entre la grille et la source à travers une résistance

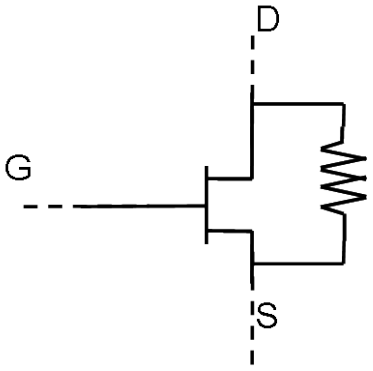



FIGURE 3.12: Schéma d'une contre-réaction entre le drain et la source à travers une résistance

pour les basses fréquences. L'utilisation uniquement de l'une ou l'autre de ces techniques ne peut garantir la stabilité inconditionnelle. En effet sur la figure 3.15 en faisant varier la résistance de 100 Ω à 1 kΩ, le facteur $K$ ne passe jamais au-dessus de l'unité mais augmente à hautes fréquences. On observe le même phénomène sur la figure 3.14 lorsque l'on fait varier la valeur de l'inductance dans la source. La contre-réaction entre la grille et la source a une influence sur le facteur $K$ pour des fréquences peu élevées mais ne permet pas de garantir un $K$ supérieur à l'unité pour les hautes fréquences. Par contre la technique de contre-réaction résistive entre le drain et la grille (figure3.13) permet quant à elle de garantir une instabilité inconditionnelle du transistor lorsque la résistance est correctement dimensionnée. D'autre part on peut aussi coupler différentes techniques notamment celle de l'inductance de dégénérescence dans la source avec la contre-réaction résistive entre le drain et la grille. En effet, on voit que la première technique a un effet à hautes fréquences et la seconde en basses en fréquences. Avec ces deux techniques cumulées, on peut alors combiner les avantages de chacun.

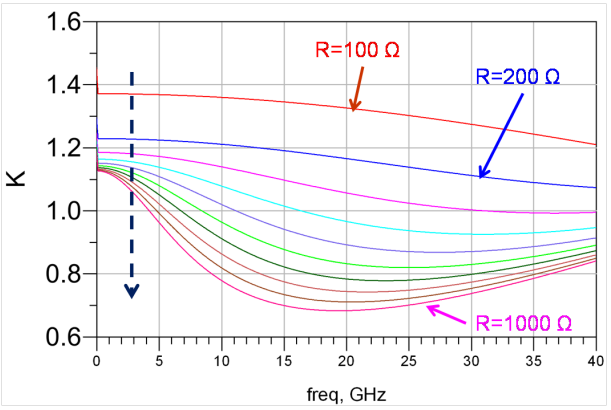



FIGURE 3.13: Facteur $K$ d'un transistor de dimension 2x75$\mu$m de WIN SC avec une contre-réaction résistive entre le drain et la grille à travers une résistance R=[100,200,300,400,500,600,700,800,900,1000] Ω

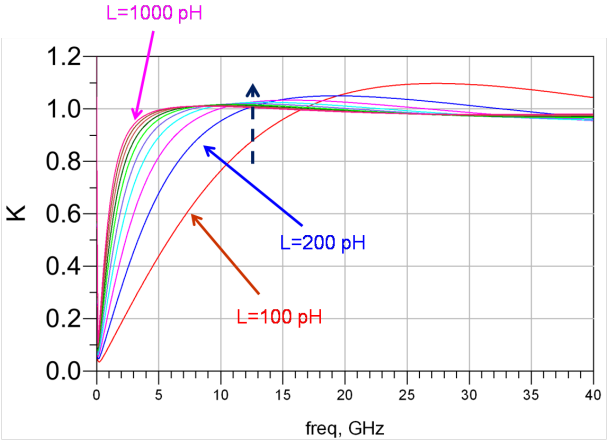



FIGURE 3.14: Facteur $K$ d'un transistor de dimension 2x75$\mu$m avec inductance de dégénérescence dans la source L=[100,200,300,400,500,600,700,800,900,1000] pH

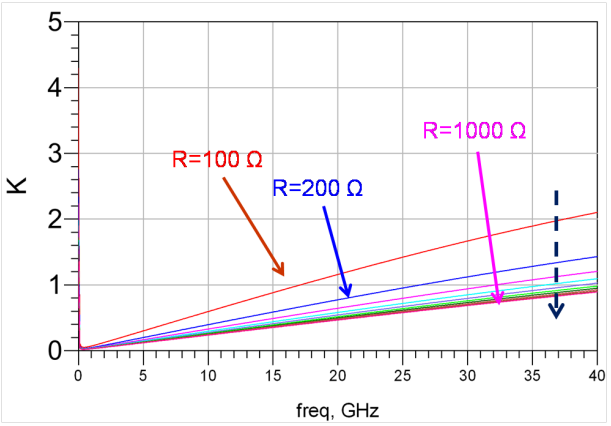



FIGURE 3.15: Facteur $K$ d'un transistor de dimension 2x75$\mu$m avec une contre-réaction résistive entre le drain et la source à travers une résistance R=[100,200,300,400,500,600,700,800,900,1000] Ω

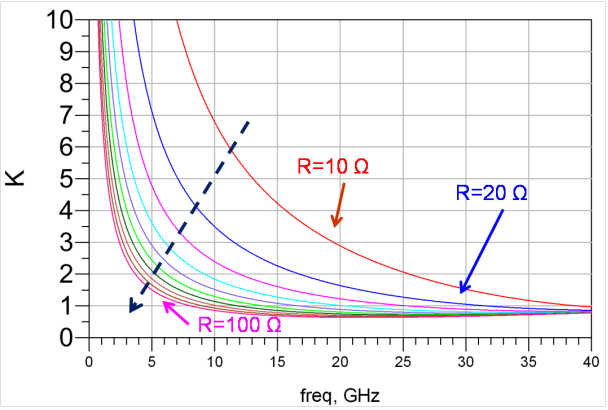



FIGURE 3.16: Facteur $K$ d'un transistor de dimension 2x75$\mu$m avec une contre-réaction résistive entre la source et la grille à travers une résistance R=[10,20,30,40,50,60,70,80,90,100] Ω

#### 3.3.1.3 Synthèse

Nous avons présenté ici une étude préliminaire de conception dans laquelle nous proposons d'extraire les caractéristiques en continu d'un transistor donné. On parle des caractéristiques statiques exprimées à l"aide du courant de drain en fonction de la tension de drain pour différentes tension de grille. Cette courbe permet de définir le point de polarisation du transistor et donc la classe de celui-ci. On choisira $-0,4V < V_{gs} < 0V$ et $1,5V < V_{ds} < 3V$, soit en classe A, pour garantir un $f_{max}$ et $f_T$ suffisant.

Dans un second temps, nous regardons la stabilité du transistor. Cette stabilité est exprimée à travers les grandeurs "K" et "B". Différentes situations existent : la stabilité inconditionnelle pour laquelle quelque soit l'impédance présentée en entrée ou en sortie du transistor celui-ci reste stable ; la stabilité conditionnelle pour laquelle il existe des lieux d'impédances en entrée ou en sortie pouvant rendre le transistor instable et l'instabilité inconditionnelle pour laquelle quelque soit l'impédance présentée en entrée ou en sortie le transistor est instable. C'est pourquoi nous présentons différentes techniques de stabilisation à utiliser lorsque la stabilité n'est pas garantie. Notre analyse permet d'identifier comme satisfaisantes soit une contre-réaction résistive entre le drain et la grille, soit une contre-réaction résistive entre la grille et la source, soit alors un couplage des différentes techniques.

Dans la suite nous proposons des circuits utilisant ces différentes techniques du fait de l'instabilité potentielle en basses fréquences de ce transistor. Pour le TIA1 nous utilisons une contre-réaction résistive entre le drain et grille ainsi qu'une dégénérescence dans la source. Dans le TIA2 nous utiliserons une dégénéresence dans la source. Dans le TIA3 nous utiliserons une contre-réaction résistive entre le drain et la grille.

### 3.3.2 Circuit 1 : Montage cascode

Le montage cascode (figure 3.17) est une combinaison de deux montages différents à savoir le montage en source commune et le montage en grille commune. Le montage en source commune est la topologie de base la plus utilisée pour la conception d'amplificateurs. Elle permet d'obtenir un gain en tension élevé. L'admittance en entrée est dominée par la capacité $C_{gs}$. Cette dernière influence la fréquence de coupure haute. L'impédance d'entrée varie avec la fréquence et rend difficile l'adaptation très large bande. Dans le montage en grille commune, le signal d'entrée est appliqué à la source et le signal de sortie récupéré sur le drain. Le gain en courant est égal à l'unité : c'est un étage tampon de courant. Son admittance d'entrée étant élevée, les bandes passantes sont plus grandes que celles obtenues avec le montage en source commune. Néanmoins, ce montage est le moins utilisé car l'isolation entre la sortie et l'entrée est bien plus faible, entraînant un risque d'instabilité. Le montage cascode associe les avantages et les inconvénients de ces deux montages : la bande passante est plus large, l'isolation entre la sortie et l'entrée est plus grande, permettant d'éliminer ainsi l'effet Miller (par la réduction de la capacité reliant l'entrée à la sortie).

On réalise un montage cascode en utilisant la technologie PL15X avec deux transistors 4x75 $\mu$m. A partir de cette structure nous estimons les performances maximum en gain et minimum en bruit. On choisit ici un transistor avec un développement de grille deux fois plus grand que celui utilisé lors de l'étude préliminaire afin d'avoir une linéarité plus élevée sur ce circuit.

Cette topologie est conditionnellement stable avec la technologie utilisée. Pour la rendre stable, on peut soit utiliser la technique de la contre-réaction résistive uniquement, soit la combiner avec la technique de l'inductance de dégénéresence dans la source. Nous choisissons la deuxième solution car elle permet une meilleure stabilité hautes fréquences.

En utilisant cette topologie, le transistor est polarisé avec $V_{gs1} = -0,25V$. On choisit $V_{gs2} = 1,25V$ car en dessous on a moins de gain (5 dB sur la transimpédance maximum) et une remontée de $i_{eq,min}$ d'environ 0,5 pA/$\sqrt{Hz}$. On choisit un $V_{dd} = 5V$ afin de pouvoir alimenter la photodiode 1915DC. On peut alors estimer les performances du circuit.

#### 3.3.2.1 Conception électrique

Dans un premier temps, nous allons analyser la stabilité du circuit ainsi que les performances limites que l'on peut obtenir avec cette topologie d'amplification utilisée avec la photodiode PDCS32T. Pour stabiliser le circuit nous combinons deux techniques de

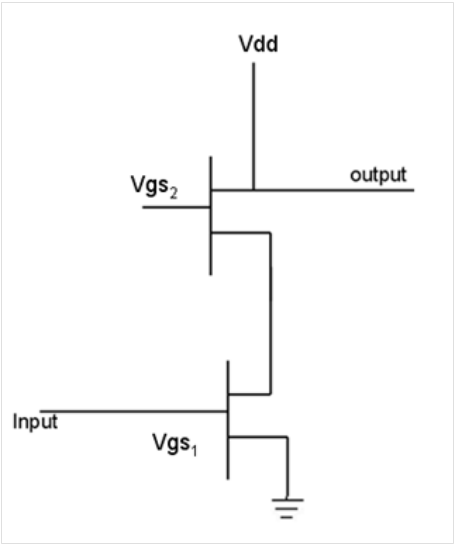



FIGURE 3.17: Schéma d'un montage cascode

stabilisation, la contre réaction entre le drain du transistor $T_2$ et la grille du transistor $T_1$ et la dégénérescence dans la source du transistor $T_1$ pour renforcer la stabilité hautes fréquences.

La figure 3.18 montre le circuit électrique utilisé nous amenant à la conception du TIA dit "TIA 1" par la suite. L'inductance dans la source est telle que $L_{stab} = 900pH$ et la résistance de contre réaction est telle que $R_{stab} = 850\Omega$. Nous regardons maintenant la stabilité du circuit à travers les paramètres K et B.

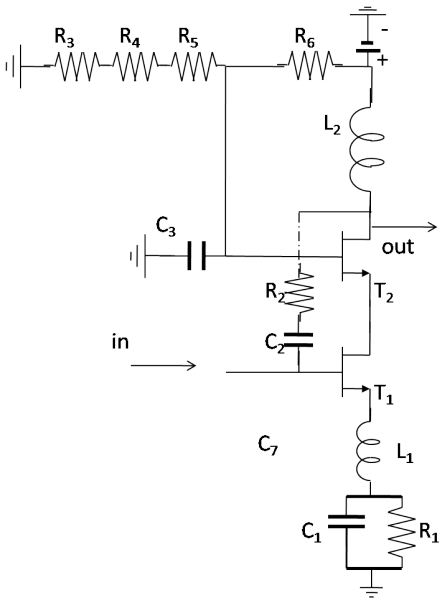



FIGURE 3.18: Schéma électrique du montage cascode associé au circuit TIA 1 avec sa contre-réaction résistive entre le drain et la grille et sa dégénérescence dans la source

En utilisant le tableau 3.1 et les figures 3.19 et 3.20, on voit que, dans la bande 0,1

- 40 GHz, K reste supérieur à 1 et B supérieur à 0. On a donc une stabilité inconditionnelle dans cette bande de fréquences. On peut maintenant regarder les performances atteignables en utilisant un tel circuit.

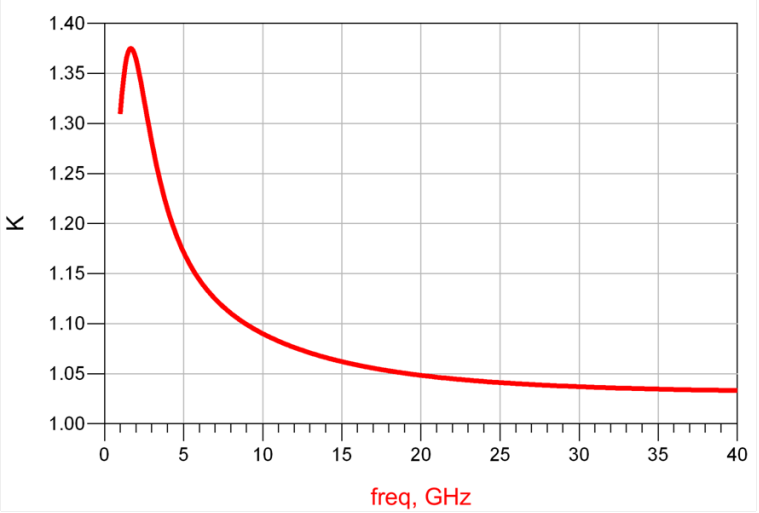



FIGURE 3.19: Facteur K sur 50 Ω du circuit TIA 1 entre 0,1 GHz et 40 GHz

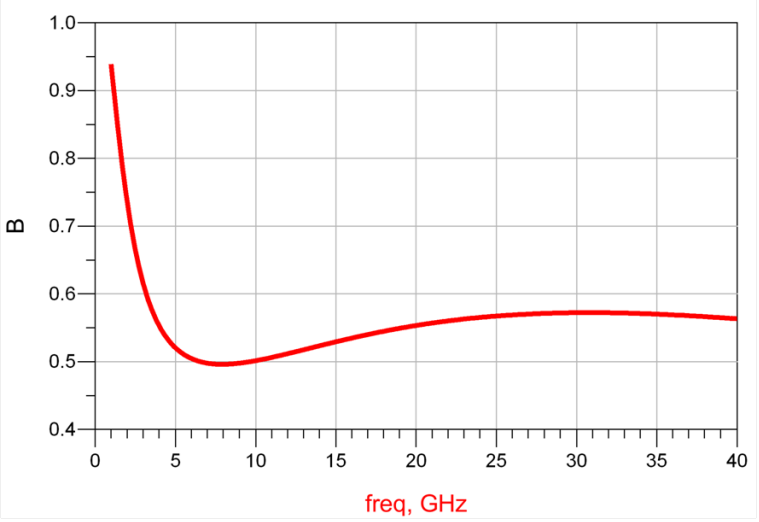



FIGURE 3.20: Facteur B sur 50 Ω du circuit TIA 1 entre 0,1 GHz et 40 GHz

Les figures 3.21 et 3.22 montrent les performances théoriques limites atteignables par cet élément cascode stabilisé. On observe qu'il est possible d'atteindre l'objectif fixé en bruit de 5 pA/$\sqrt{Hz}$. De même en transimpédance, avec un maximum supérieur à 53 dBΩ dans la bande, on peut atteindre la transimpédance à 49,6 dBΩ imposée par le cahier des charges. Cette étape permet d'estimer la faisabilité du photorécepteur ce qui nous permet d'étudier les réseaux d'adaptation.

La figure 3.23 nous montrent les impédances mises en jeu dans le cadre du TIA1 pour ainsi mettre en évidence les impédances à adapter en entrée. On voit alors l'impédance optimale en bruit $\Gamma_{opt}$, le $S_{11}{}^*$ ainsi que l'impédance de la photodiode. Comme prévu les

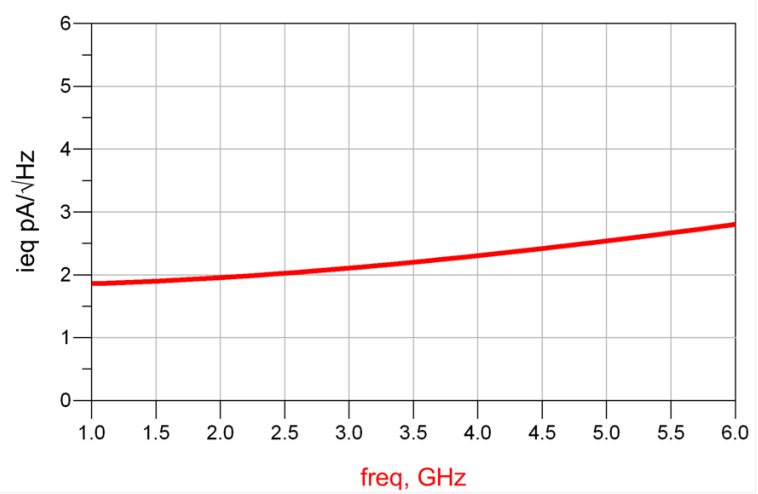



FIGURE 3.21: $i_{eq,min}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 1 entre 1 GHz et 6 GHz avec la photodiode PDCS32T

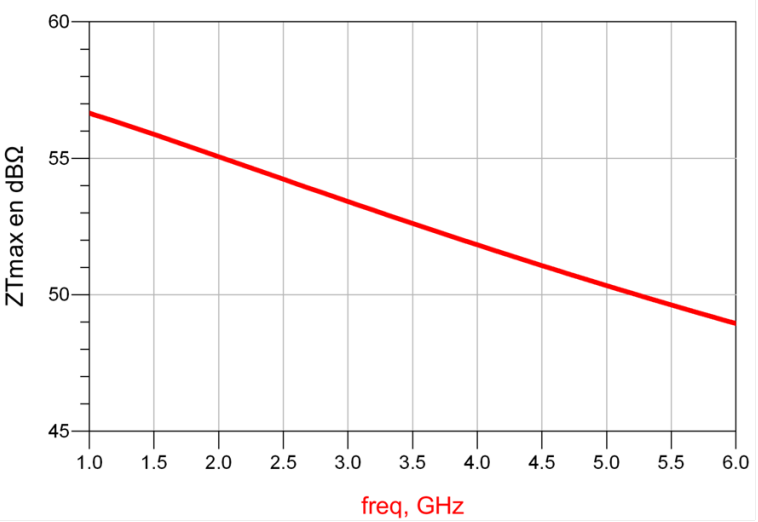



FIGURE 3.22: $Z_{T,max}$ en dBΩ du circuit TIA 1 entre 1 GHz et 6 GHz avec la photodiode PDCS32T

impédances de la photodiode se trouvent de la partie capacitive de l'abaque de Smith tandis que le $S_{11}*$ et le $\Gamma_{opt}$ sont dans la partie inductive. Le réseau d'adaptation à concevoir a pour but de rapprocher les impédances de la photodiode du l'impédance optimale en bruit pour générer le moins de bruit et à la fois du $S_{11}*$ pour générer le maximum de gain. Nous définissons le réseau d'adaptation entre la photodiode et l'entrée du TIA. On observe que $\Gamma_{opt}$ et ${S_{11}}^*$ sont relativement proches pour le composant considéré. Ceci est du au développement de grille relativement important. Proches de 50Ω, ces impédances sont favorables à la conception d'un LNA. Cependant elles sont éloignées de l'impédance de la photodiode.

La figure 3.24 montre le réseau d'adaptation utilisé qui permet de réaliser l'adaptation entre l'impédance optimale en bruit et l'impédance de la photodiode PDCS32T présentée

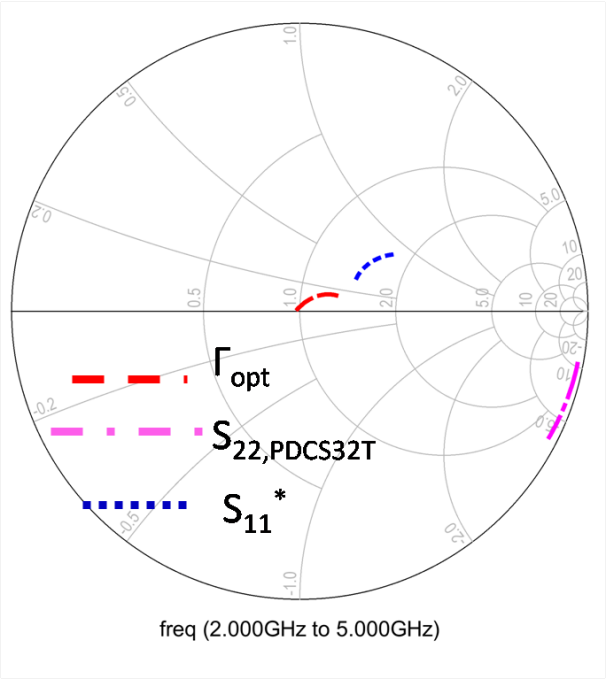



FIGURE 3.23: Impédance optimale de bruit $\Gamma_{opt}$ et $S_{11}*$ des transistors avec leur contre réaction et son circuit d'autopolarisation et impédance de la photodiode PDCS32T sur 50 Ω entre 2 et 5 GHz

en entrée. Ce réseau est une structure en "T" composée d'une inductance série et d'une inductance parallèle suivie d'une capacité série. Cette topologie permet de réduire les valeurs des composants et d'élargir la bande. On réalise l'adaptation en sortie sur une charge 50Ω. Nous présentons figure 3.25 un schéma électrique du TIA 1.

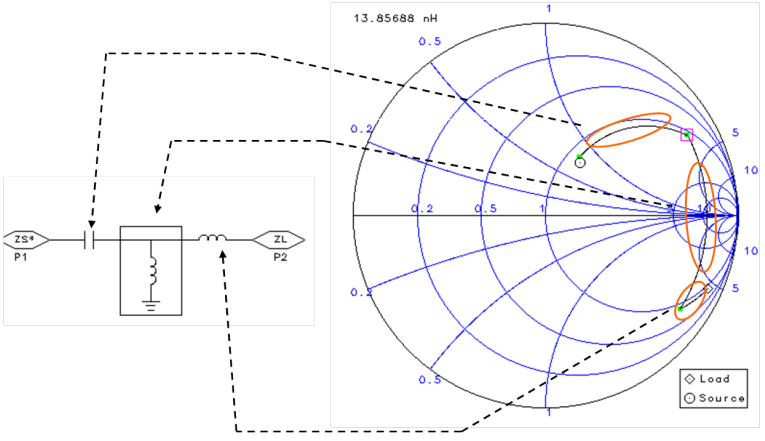



FIGURE 3.24: Conception du circuit d'adaptation en entrée pour réaliser la transformation d'impédance entre le $\Gamma_{opt}$ et le$S_{11}*$ du transistor avec sa contre réaction et son circuit d'autopolarisation et l'impédance de la photodiode PDCS32T sur 50 Ω

A partir de ce circuit électrique et le banc de simulation présenté en figure3.3, nous estimons les performances en gain et bruit que l'on peut obtenir. La figure 3.26 montre l'adaptation en sortie du photorécepteur à travers son $S_{22}$ en dB entre 2 et 5 GHz. On

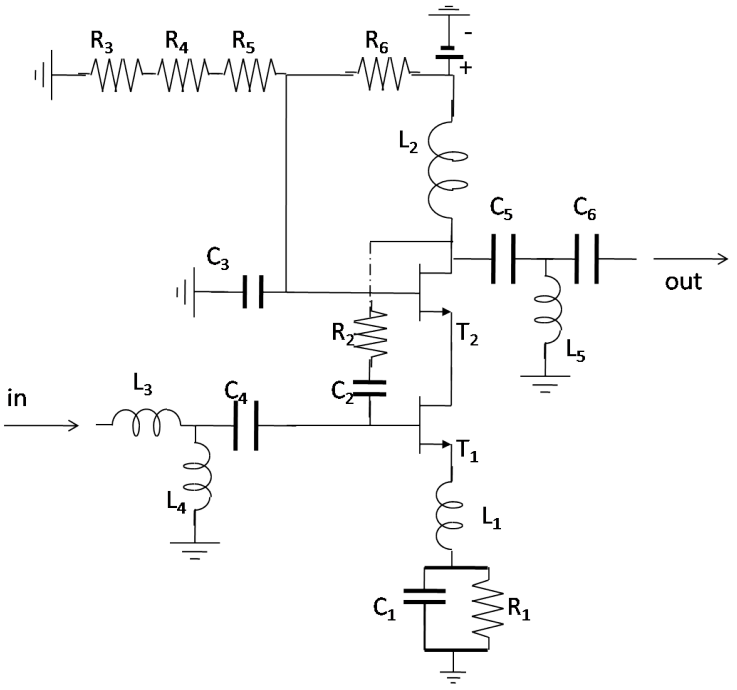



FIGURE 3.25: Circuit électrique TIA 1

obtient une adaptation en sortie inférieur à -10 dB dans la bande 2,9 - 3,4 GHz. La figure 3.27 présente le gain transimpédance obtenu. Celui-ci est supérieur à 56 dBΩ entre 2,9 GHz et 3,4 GHz avec une ondulation dans la bande inférieure à 1 dBΩ. La figure 3.28 montre les performances en bruit du photorécepteur entre 2 et 5 GHz à travers la densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée. A partir de cette simulation, on obtient un $i_{eq}$ inférieur à 5 pA/$\sqrt{Hz}$ dans la bande 2,9 GHz et 3,4 GHz. Ces valeurs de gain, d'adaptation et de bruit ainsi obtenues par l'étape de la conception électrique, nous servirons d'objectifs à atteindre lors de l'implantation effective du layout et son optimisation électromagnétique. Elles conviennent au cahier des charges, avec une marge suffisante. Dans la section suivante, nous allons passer à la conception électromagnétique et ainsi dessiner le circuit et ensuite le simuler. Nous aurons pour objectif un gain transimpédance supérieur à 54 dBΩ avec une ondulation inférieure à -1 dB, une densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée inférieure à 5 pA/$\sqrt{Hz}$ et une adaptation en sortie inférieure à -10 dB.

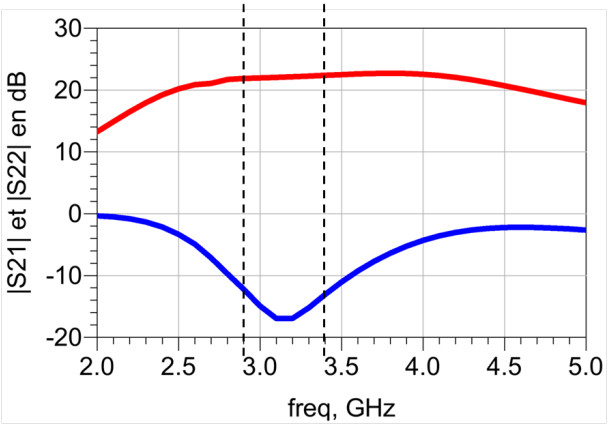



FIGURE 3.26: $|S_{21}|$ et $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 1 en simulation électrique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T

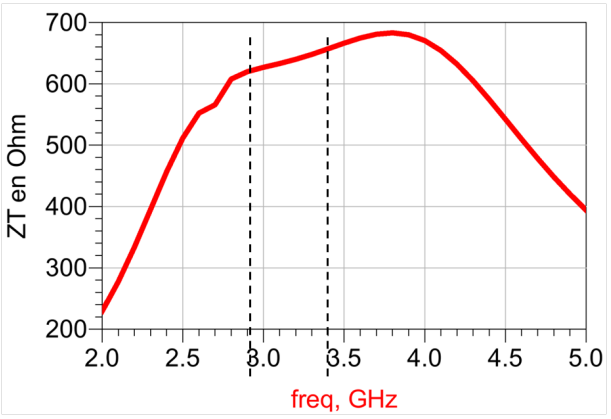



FIGURE 3.27: $Z_T$ en $\Omega$ du circuit TIA 1 en simulation électrique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T

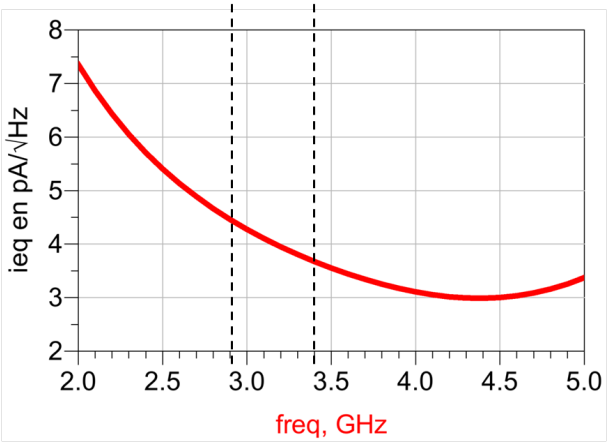



FIGURE 3.28: $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 1 en simulation électrique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T

#### 3.3.2.2 Conception électromagnétique

Nous utilisons l'environnement Momentum-ADS de sorte à réaliser une simulation électromagnétique de l'ensemble du circuit. Les éléments du circuit sont alors réajustés afin de se rapprocher de la réponse obtenue lors de la conception électrique et surtout pour répondre aux objectifs fixés.

La conception est faite par segmentation en réalisant la conception de la topologie de stabilisation dans un premier temps avant de se tourner vers la conception des réseaux d'adaptation. Les éléments sont optimisés de nouveau afin de corriger les divergences entre l'électrique et l'électromagnétique et afin de répondre aux objectifs fixés par le cahier des charges.

La figure 3.29 montre le layout du circuit TIA1 à montage cascode en utilisant la technologie PL15LN. A partir de ce circuit nous utilisons la matrice S du circuit obtenu par simulation électromagnétique. Celle-ci est injectée dans l'environnement électrique afin d'estimer les performances du circuit en gain et en bruit.

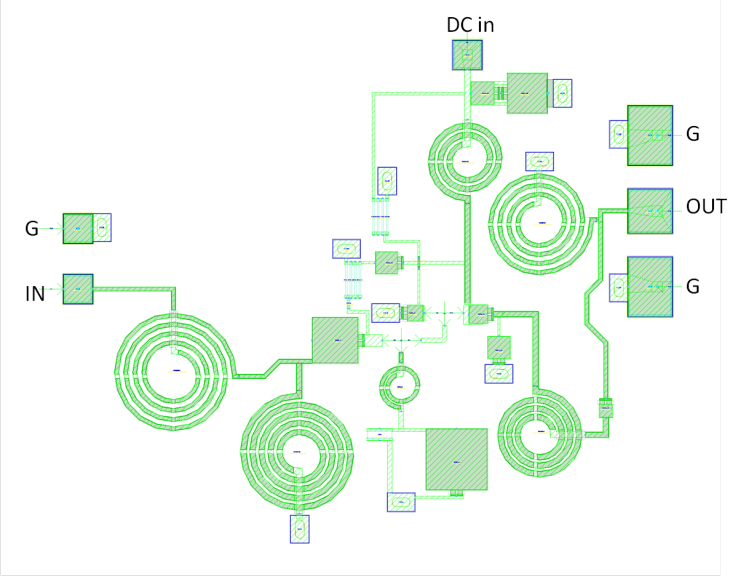



FIGURE 3.29: Layout du circuit TIA 1 de dimension 2 mm x 2 mm réalisé sous Momentum-ADS

La figure 3.30 montre les performances en gain transimpédance du circuit entre 2 et 5 GHz. Le photorécepteur présente un gain supérieur à 51,5 dBΩ avec une ondulation inférieure à 1 dB dans la bande 2,9 - 3,4 GHz. Le gain obtenu en utilisant la simulation électromagnétique est inférieur au gain transimpédance obtenu en simulation électrique. La comparaison est montrée en figure 3.30. Cela est du au fait que les pertes estimées dans les composants passifs ne sont pas totalement prises en compte dans la simulation électrique. Les performances en bruit à travers la densité équivalente de courant de bruit

ramenée en entrée sont montrées en figure 3.32 entre 2 et 5 GHz. Nous obtenons alors un bruit inférieur à 5,5 pA/$\sqrt{Hz}$ dans la bande 2,9-3,4 GHz. On obtient également un bruit en simulation électromagnétique dégradé par rapport à celui obtenu en simulation électrique. Nous retrouvons aussi ici un phénomène du aux pertes introduites par les composants passifs. Par contre le $|S_{22}|$ présenté en figure **??** est légèrement inférieur à celui obtenu en simulation électrique. Les éléments passifs atténuent les réflexions, également par leur pertes additionnelles. Leurs parties réactives semblent également être affectées, notamment par les lignes de connexions et les différents couplages. Les résonances sur le $S_{22}$ se dédoublent et le minimum de réflexion est décalé de 3 GHz à 3,5 GHz.

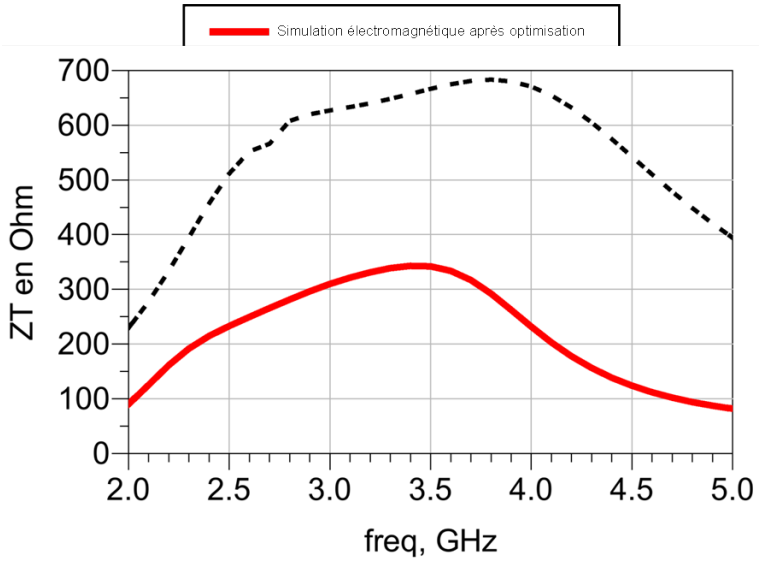



FIGURE 3.30: $Z_T$ en Ω du circuit TIA 1 en simulation électromagnétique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T

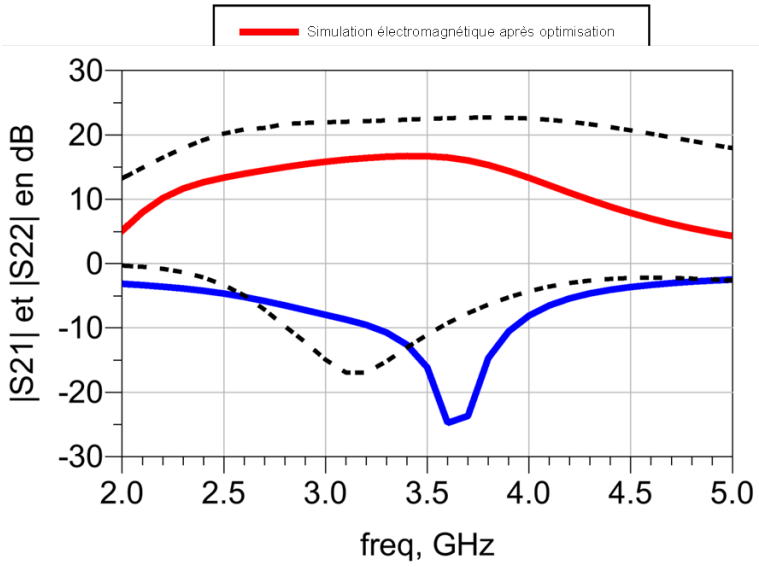



FIGURE 3.31: $|S_{21}|$ et $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 1 entre 2GHz et 5GHz avec la photodiode PDCS32T

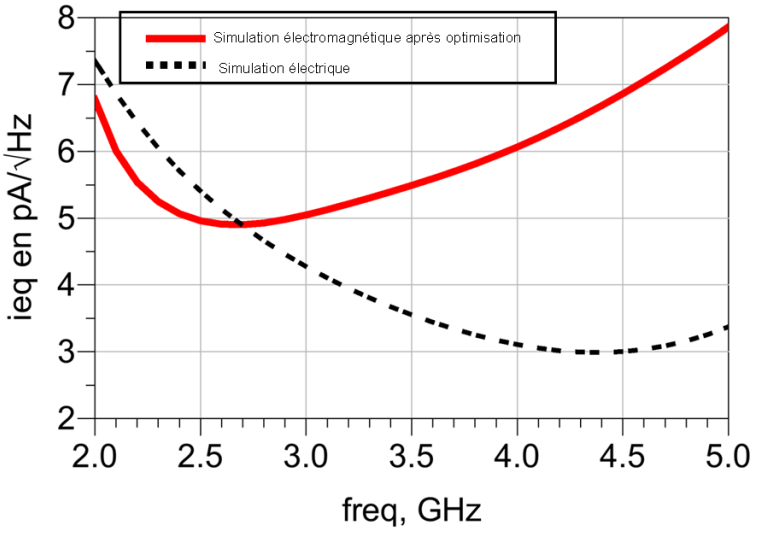



FIGURE 3.32: $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 1 en simulation électromagnétique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T

Sur la figure 3.33, nous montrons la densité de puissance en sortie du photorécepteur en fonction de la puissance optique en entrée en considérant une résponsivité de 0,8 A/W au niveau de la photodiode et un taux de modulation $m = 1$. Sur cette courbe, on voit que la compression est atteinte pour une puissance en entrée de 4,3 dBm et une puissance de 15 dBm en sortie.

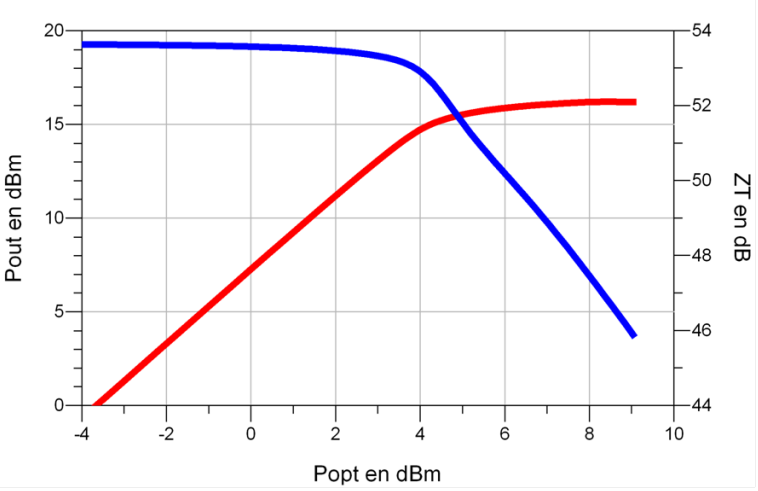



FIGURE 3.33: $Z_T = f(P_{opt,in})$ avec $Z_T$ en dBΩ et $P_{opt,in}$ en dBm du photorécepteur à 3,1 GHz pour $R_{PD} = 0,8$ A/W et $m = 1$

La figure 3.34 montre le facteur $K$ une fois la conception électromagnétique effectuée. A 20 GHz, on voit très bien que le $K$ passe en dessous de l'unité. Pour cela nous regardons aussi les cercles de stabilité en entrée et en sortie. Ces cercles nous montrent que le phénomène observé à cette fréquence ne devrait pas poser de problèmes car les impédances pouvant rendre le circuit instable sont loin des impédances mises en jeu.

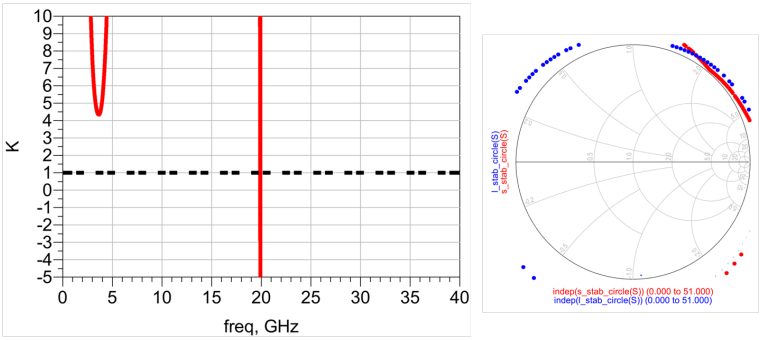



FIGURE 3.34: Facteur de Rollet K du circuit TIA 1 entre 0 et 40 GHz avec 50 Ω présenté en entrée et en sortie - Cercles de stabilité en entrée et en sortie

Au final le circuit correspond au cahier des charges en terme de gain avec une transimpédance supérieure à 49,6 dBΩ et en terme de linéarité avec un compression à 1 dB pour une puissance optique de 4,3 dBm avec $m = 1$. Par contre il ne correspond pas aux objectifs fixés en terme de bruit avec $i_{eq} < 5{,}5$ pA/$\sqrt{Hz}$.

### 3.3.3 Circuit 2 : Polarisation active

Dans ce paragraphe nous proposons une deuxième solution de TIA, dénommé TIA 2, voir figure 3.45. Cette solution utilise une polarisation active et un transistor monté en source commune. Nous utilisons une polarisation active afin de pouvoir intégrer le circuit de polarisation de la photodiode sur ce circuit tout en garantissant une tension de polarisation optimale au niveau du drain du transistor en source commune. On conserve ainsi l'alimentation du circuit à 5 V tout en réalisant une chute de tension au niveau du transistor monté en source commune.

#### 3.3.3.1 Conception électrique

Dans ce circuit, la photodiode est polarisée à travers le "MMIC" car nous considérons une contrainte qui est le nombre d'alimentation disponible au niveau du boitier. En effet nous ne considérons qu'un seul plot dédié à l'alimentation. Ici nous polarisons la photodiode à 5 V et le MMIC à 2,5 V. C'est pourquoi nous allons utiliser un transistor en source commune polarisé à travers un circuit de polarisation actif sur le drain. Celui-ci réalisera une chute de tension entre la source "DC" à 5 V et la tension de drain que l'on souhaite appliquer au transistor monté en source commune. On choisit au niveau du transistor en source commune un transistor plus petit de dimensions 2x50 $\mu$m afin d'obtenir des impédances du transistor plus proches de celles de l'impédance de photodiode. Le transistor en source commune est auto-polarisé par une résistance au niveau de la source. Cette résistance réalise une différence de potentiel négative entre la grille et la source et permet ainsi d'obtenir une tension $V_{gs} = -0,3V$. Le circuit de polarisation fait remonter le $K$ en basses fréquences, il nous faut alors stabiliser le circuit en hautes fréquences. La stabilisation s'effectue alors à travers une inductance de dégénérescence dans la source.

La figure 3.35 montre la structure d'amplification utilisée dans le cadre du circuit TIA 2. Sur cette figure, on voit le transistor monté en source commune autopolarisé ainsi que le circuit de polarisation actif qui permet de réaliser une chute de tension au niveau du drain du premier transistor.

En utilisant le tableau 3.1 et les figures 3.36 et 3.37, on voit que, dans la bande 0,1 - 40 GHz, B supérieure à 0. Par contre $K$ descend en dessous de 1 aux alentours de 23GHz. On a donc une stabilisation confirmée jusqu'à 20 GHz et pas au-delà. Ce défaut de stabilisation, qui fut une erreur de conception, aura des répercussions analysées au chapitre 4. On peut maintenant regarder les performances que l'on peut atteindre en utilisant un tel circuit.

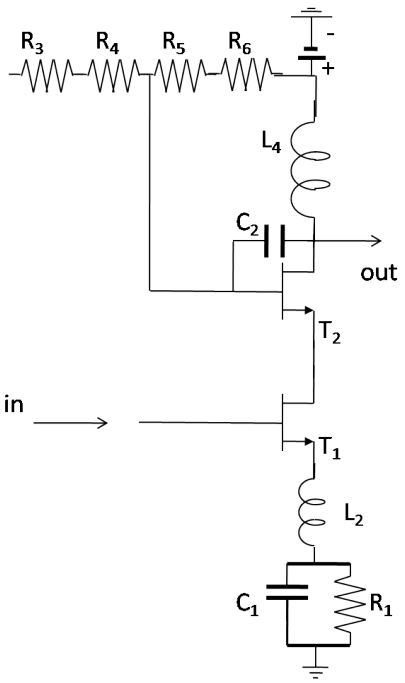



FIGURE 3.35: Topologie d'amplification associée au circuit TIA2

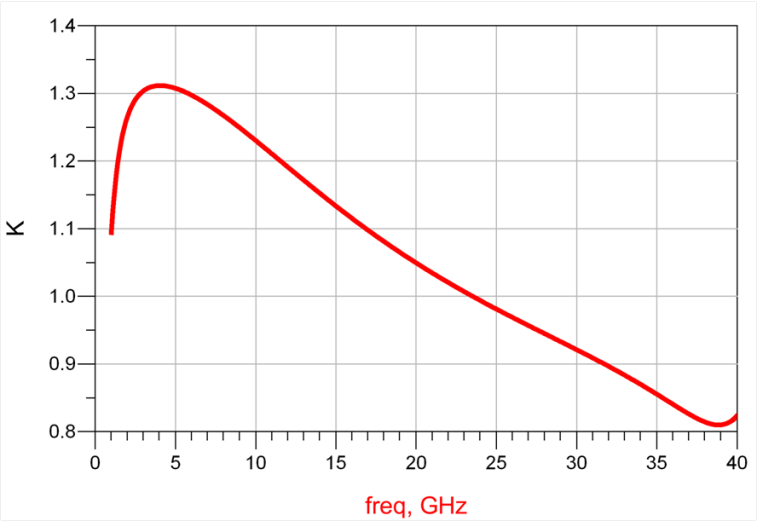



FIGURE 3.36: Facteur K sur 50 Ω du circuit TIA 2 entre 0,1 GHz et 40 GHz

Les figures 3.38 et 3.39 montrent les performances théoriques limites atteignables avec une telle structure. On voit bien qu'il est possible d'atteindre l'objectif fixé en bruit de 5 pA/$\sqrt{Hz}$ avec un $i_{eq,min}$ inférieur à 3pA/$\sqrt{Hz}$ à 6 GHz. De même en transimpédance, la transimpédance maximum est supérieur à 53 dBΩ dans la bande. On peut donc atteindre la transimépdance à 49,6 dBΩ imposée par le cahier des charges. Cette étape valide la faisabilité du photorécepteur.

La figure 3.40 montre les impédances mises en jeu avec ce montage. Les impédances $\Gamma_{opt}$ et $S_{11}*$ étant proches du circuit ouvert, on choisit de réaliser la transformation

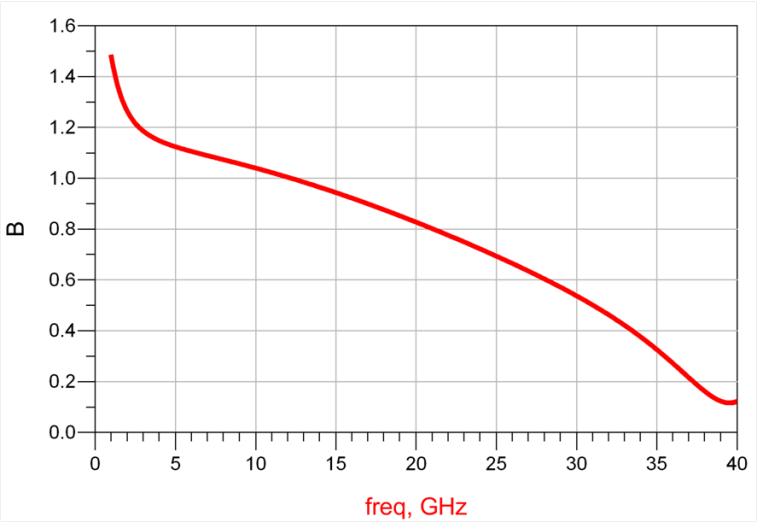



FIGURE 3.37: Facteur B sur 50 Ω du circuit TIA 2 entre 0,1 GHz et 40 GHz

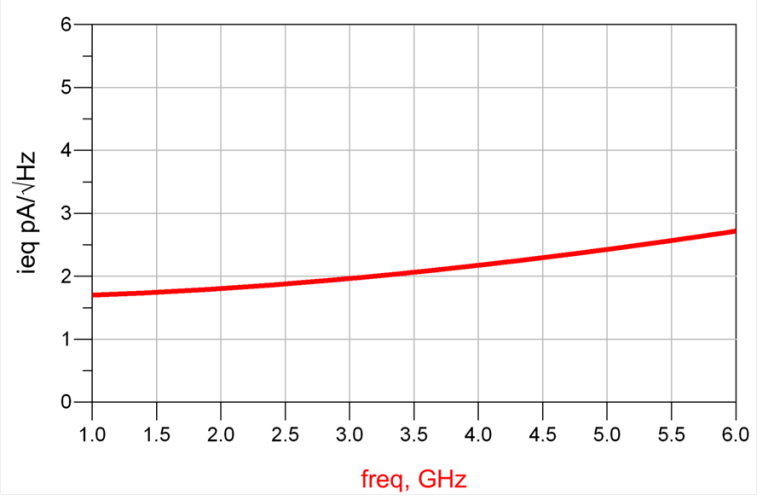



FIGURE 3.38: $i_{eq,min}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 2 entre 1 GHz et 6 GHz avec la photodiode PDCS32T

d'impédance à travers une simple inductance parallèle. Celle-ci engendrera une rotation sur équi-G en direction de l'impédance de photodiode. Le choix d'un seul composant permettra de minimiser les pertes électromagnétiques. Au final, nous présentons sur la figure 3.41 le circuit électrique associé au TIA 2.

L'adaptation en entrée est constituée d'une inductance parallèle qui va définir la fréquence centrale. L'adaptation en sortie est quant à elle réalisée en mettant en cascade deux cellules passe-haut composées d'une inductance parallèle suivie d'une capacité en série.

La figure 3.42 montre le $|S_{21}|$ et le $|S_{22}|$ en dB entre 2 et 5 GHz obtenus par simulation du circuit électrique associé au TIA 2. Nous obtenons dans la bande 2,9 - 3,4 GHz une adaptation en sortie inférieur à -15 dB sur 50 Ω. Le $|S_{21}|$ est supérieur à 16,8 dB dans la bande avec une ondulation de 0,6 dB. La figure 3.43 montre le gain transimpédance

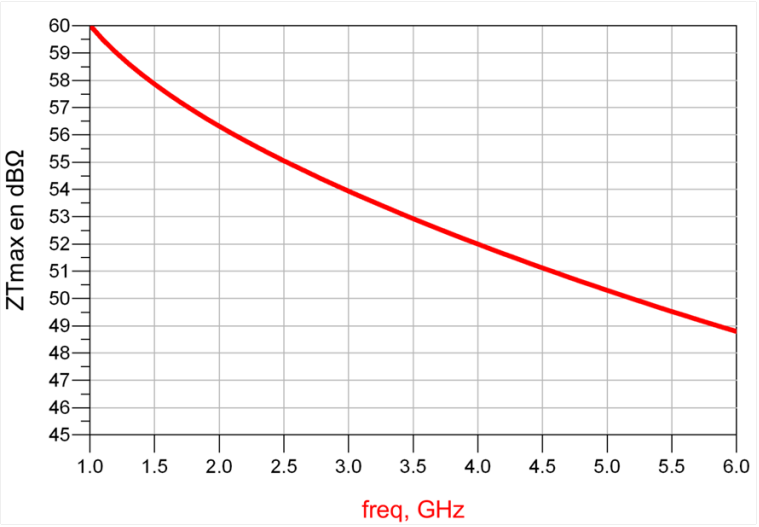



FIGURE 3.39: $Z_{T,max}$ en dBΩ du circuit TIA 2 entre 1 GHz et 6 GHz avec la photodiode PDCS32T

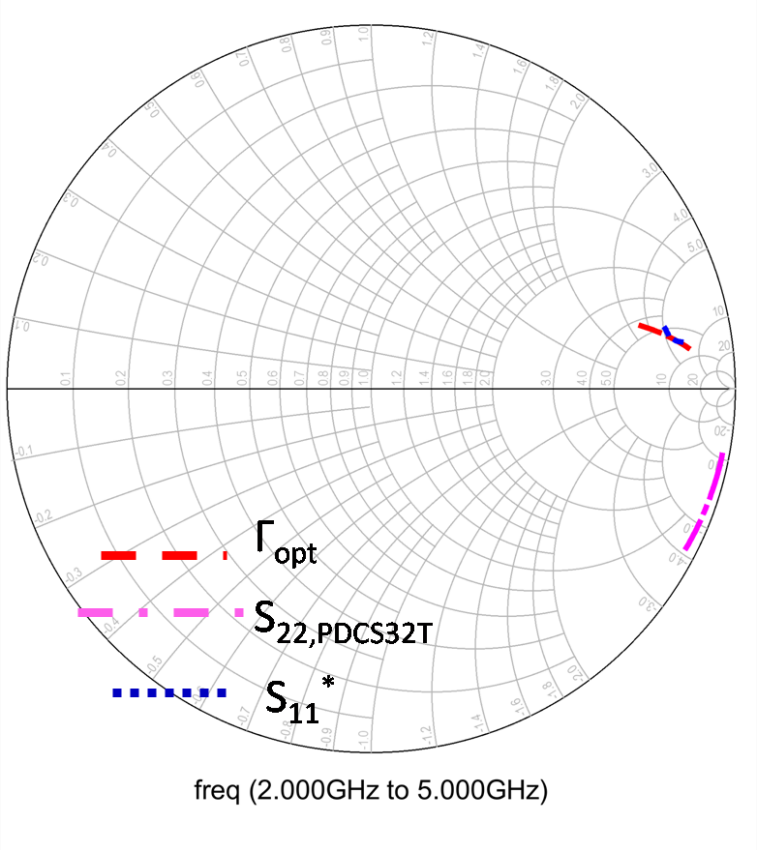



FIGURE 3.40: Impédance optimale de bruit $\Gamma_{opt}$ et $S_{11}*$ de la topologie d'amplification et impédance de la photodiode PDCS32T sur 50 Ω entre 2 et 5 GHz

obtenu. Nous obtenons un gain transimpédance supérieur à 51 dBΩ entre 2,9 GHz et 3,4 GHz avec une ondulation inférieure à 0,6 dBΩ. La figure 3.44 montre la densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée entre 2 et 5 GHz obtenue à partir de

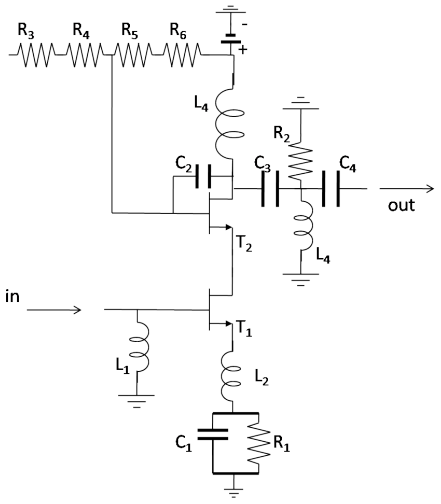



FIGURE 3.41: Schéma électrique associé au circuit TIA 2

la simulation électrique. Nous obtenons un $i_{eq}$ inférieur à 3,5 pA/$\sqrt{Hz}$ entre 2,9 - 3,4 GHz.

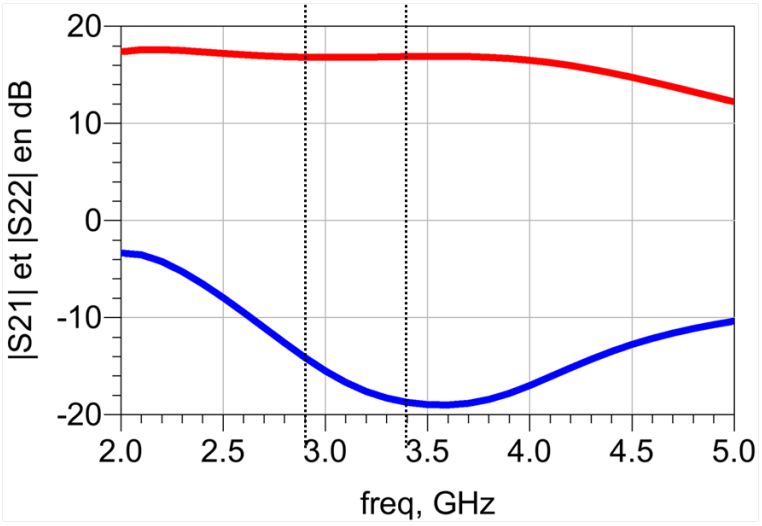



FIGURE 3.42: $|S_{21}|$ et $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 2 en simulation électrique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T

Nous obtenons un circuit avec un gain transimpédance supérieur à 51 dBΩ, un bruit inférieur à 3,5 pA/$\sqrt{Hz}$ et une adaptation en sortie inférieure à -15 dB. Les performances ainsi estimées répondent donc au cahier des charges.

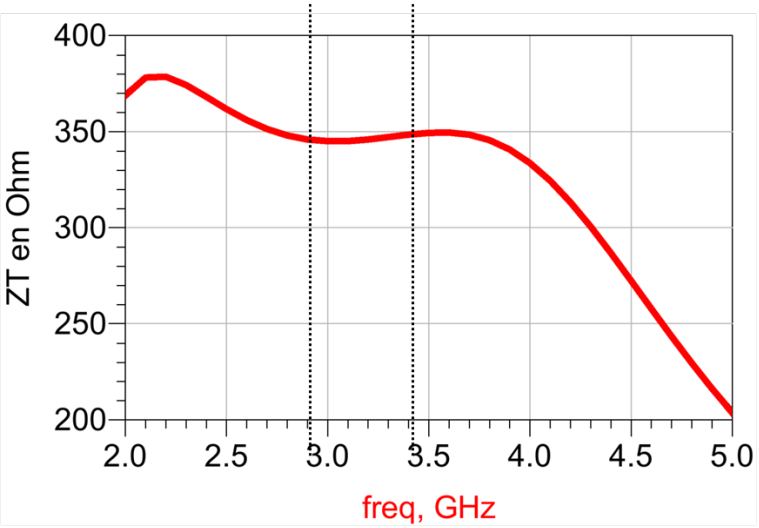



FIGURE 3.43: $Z_T$ en dBΩ du circuit TIA 2 en simulation électrique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T

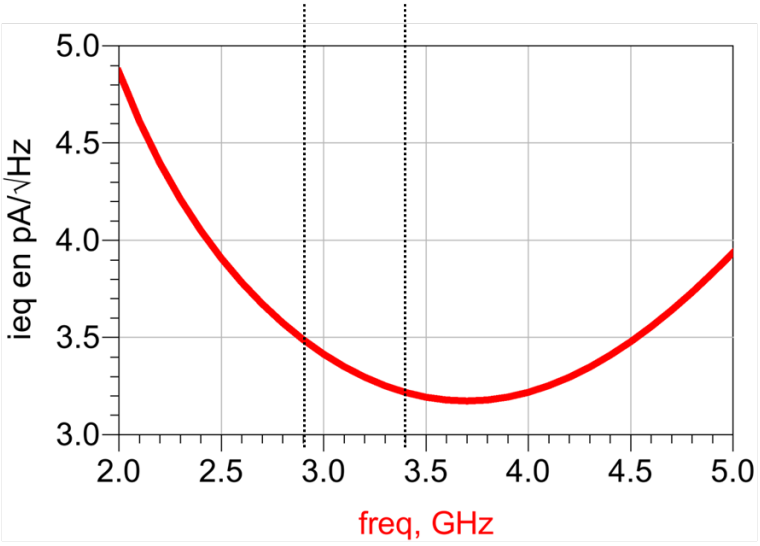



FIGURE 3.44: $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 2 en simulation électrique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T

#### 3.3.3.2 Conception électromagnétique

A partir du circuit électrique précédemment décrit, nous concevons le layout du circuit en ajustant les différents éléments composant le circuit afin de corriger les écarts entre la simulation électrique et électromagnétique. La conception de ce circuit est faite dans un premier temps par segmentation en commençant par la topologie d'amplification puis les réseaux d'adaptation en entrée et en sortie. La figure 3.45 montre le layout du circuit TIA 2 de dimension 2 mm x 2mm réalisé sous Momentum-ADS. On considère en entrée et sortie des plots de connections ainsi qu'un plot d'alimentation dans la partie supérieure.

De plus on reconnait aisément les éléments introduits dans le schéma électrique avec le circuit de polarisation active et le transistor en source commune.

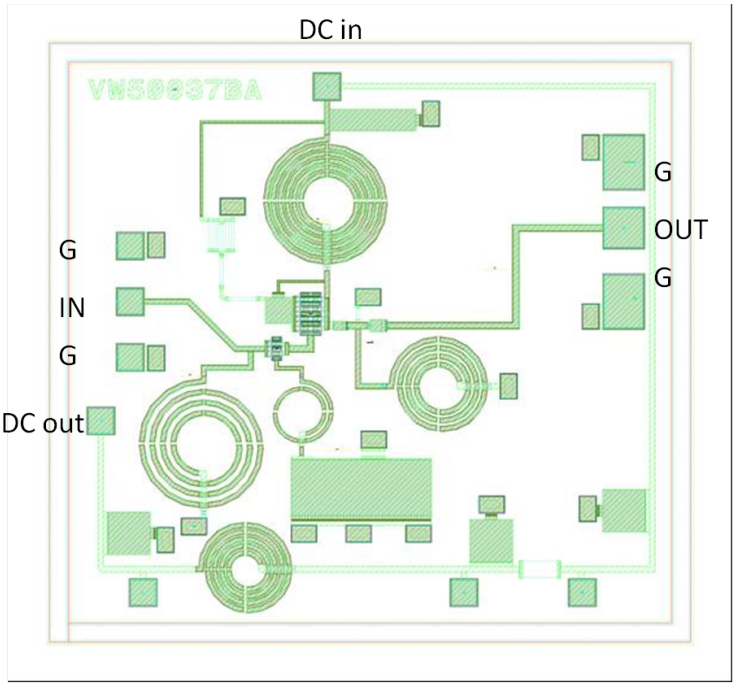



FIGURE 3.45: Layout du circuit TIA2 de dimension 2 mm x 2 mm réalisé sous Momentum-ADS

Le photorécepteur présente un $|S_{22}|$ en dB inférieur à -15 dB dans la bande 2,9 - 3,4 GHz. Le $|S_{21}|$ en dB reste supérieur à 16,8 dB. La figure 3.47 montre la transimpédance du photorécepteur entre 2 et 5 GHz. Ce photorécepteur présente une transimpédance supérieure à 51 dBΩ dans la bande 2,9 - 3,4 GHz. Par contre on voit une forte pente au-delà de 3,5 GHz. Le circuit est très sélectif en bande passante du fait de son réseau d'adaptation en entrée comprenant une seule inductance en parallèle. La figure 3.48 montre la densité équivalente de courant de bruit du photorécepteur entre 2 et 5 GHz. Ce photorécepteur présente un $i_{eq}$ inférieur à 4 pA/$\sqrt{Hz}$ dans la bande 2,9 - 3,4 GHz.

Ce circuit respecte donc le cahier des charges. Ce circuit comprend également le circuit de polarisation de la photodiode. Ce circuit est donc une bonne solution aux vues des résultats de simulation électromagnétiques. Les écarts avec les résultats de simulation électriques restent minimes. Ceci est du à la réduction du nombre d'éléments d'adaptation entre la photodiode et le circuit, en contre partie d'une sélectivité fréquentielle plus forte sur $Z_T$. Sur la figure 3.49, nous montrons la densité de puissance en sortie du photorécepteur en fonction de la puissance optique en entrée en considérant $m = 1$ et une résponsivité de 0,8 A/W au niveau de la photodiode. Sur cette courbe, on voit que la compression est atteinte pour une puissance optique en entrée de 2,78 dBm et une puissance de 12,7 dBm en sortie.

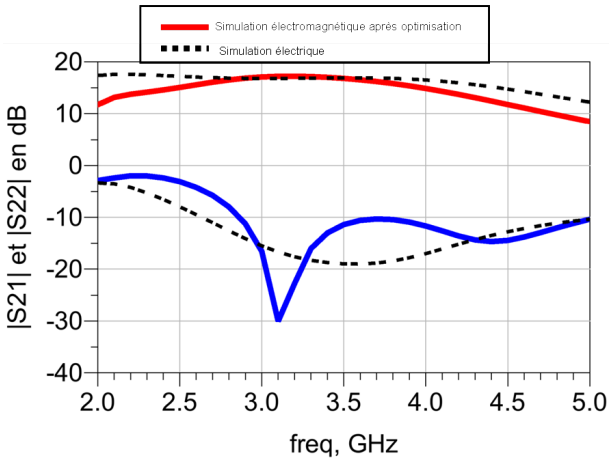



FIGURE 3.46: $|S_{21}|$ et $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 2 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T

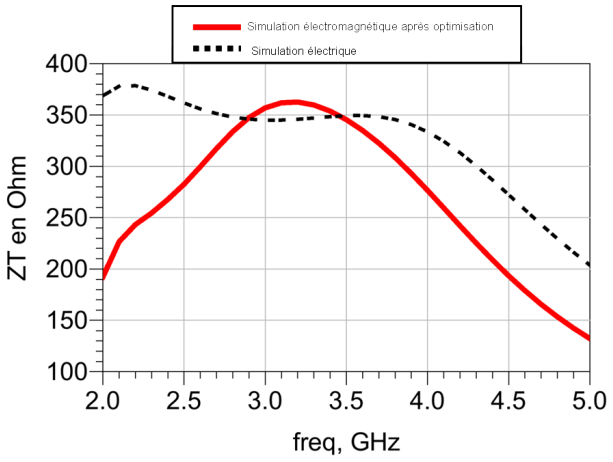



FIGURE 3.47: $Z_T$ en $\Omega$ du circuit TIA 2 en simulation électromagnétique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T

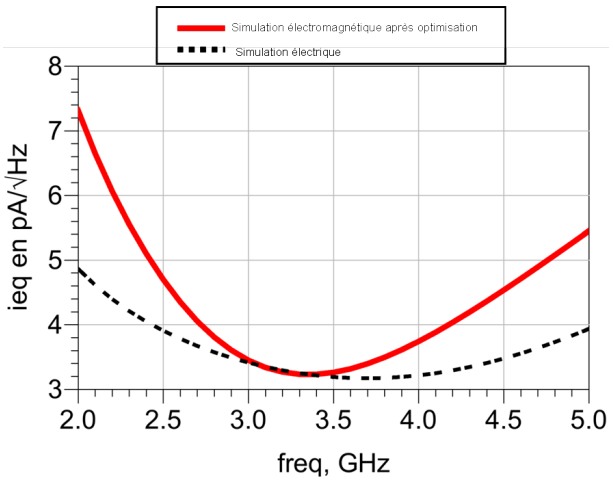



FIGURE 3.48: $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 2 en simulation électromagnétique entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T

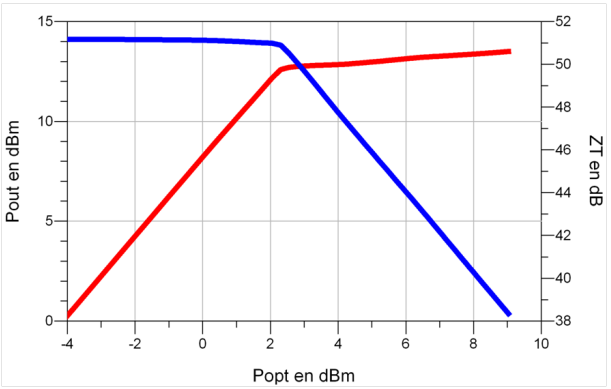



FIGURE 3.49: $Z_T = f(P_{opt,in}$ avec $Z_T$ en dBΩ et $P_{opt,in}$ en dBm du photorécepteur à 3,1 GHz pour $R_{PD} = 0,8$ A/W et $m = 1$

La figure 3.50 montre le facteur $K$ une fois le circuit simulé sous l'environnement électromagnétique. Sur cette figure, on voit que le facteur $K$ passe en dessous de l'unité à partir de 22 GHz. Ce phénomène sera étudié en détail dans le chapitre suivant pour ce circuit.

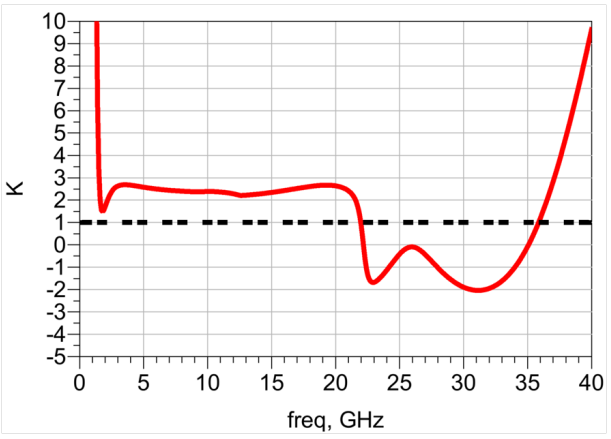



FIGURE 3.50: Facteur de Rollet K du circuit TIA 2 entre 0 et 40 GHz avec 50 Ω présenté en entrée et en sortie

Par rapport au TIA 1, ce circuit présente des meilleures performances en gain et en bruit mais avec une moins bonne linéarité. Il respecte le cahier des charges sur chacun des paramètres.

### 3.3.4 Circuit 3 : Source commune

Dans ce paragraphe, nous présentons une troisième solution. Dans l'ordre chronologique, celle-ci a été réalisée après les mesures du TIA 2 et inclue donc une approche d'optimisation notamment de la stabilisation mieux maitrisée. Celle-ci ne prend pas en compte la contrainte de l'alimentation commune à la photodiode et au TIA. On peut alors présenter la tension adéquate directement sur le drain de celui-ci. Ce TIA utilise un transistor en source commune.

#### 3.3.4.1 Conception électrique

Dans un premier temps, la conception du TIA se fait à travers les éléments modélisés électriquement. On commence par analyser les caractéristiques statiques du transistor. Nous choisissons ici un transistor 2x75 $\mu$m. On choisit ce transistor car on décide pour ce circuit de s'affranchir de la contrainte de l'alimentation unique. On a donc des alimentations distinctes pour la photodiode et pour le TIA. On observe les caractéristiques à l'aide des courbes de $i_{ds} = f(v_{ds})$ paramétrées en $v_{gs}$. La figure 3.51 montre que ce transistor a une tension de claquage à partir de $v_{ds} = 5V$. Dans le cadre de ce photorécepteur, nous souhaitons conserver un TIA linéaire malgré une dynamique importante du signal reçu entre -4 dBm et +2 dBm optique, c'est pourquoi on choisit de s'éloigner de cette tension de claquage en prenant une marge de $\frac{v_{ds_{claquage}}}{2}$. On choisit de polariser le transistor en classe A à savoir à $v_{gs} = -0,3V$ et $v_{ds} = 2,5V$.

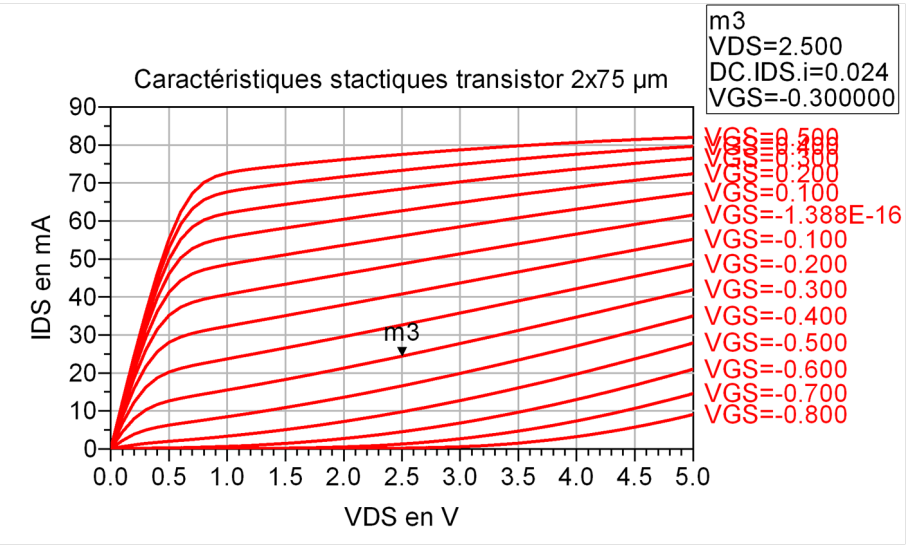



FIGURE 3.51: caractéristiques statiques du transistor 2x75 $\mu$m

Les figures 3.52 et 3.53 montrent que le transistor avec $V_{gs} = -0,3V$ et $V_{ds} = 2,5V$ a un K inférieur à 1 et un B supérieur à 0. Ce transistor ainsi polarisé est conditionnellement

stable. L'instabilité potentielle se situe en basses fréquences, c'est pourquoi nous proposons d'utiliser une contre réaction résistive entre le drain et la grille du transistor afin de diminuer la réserve de gain basses fréquences.

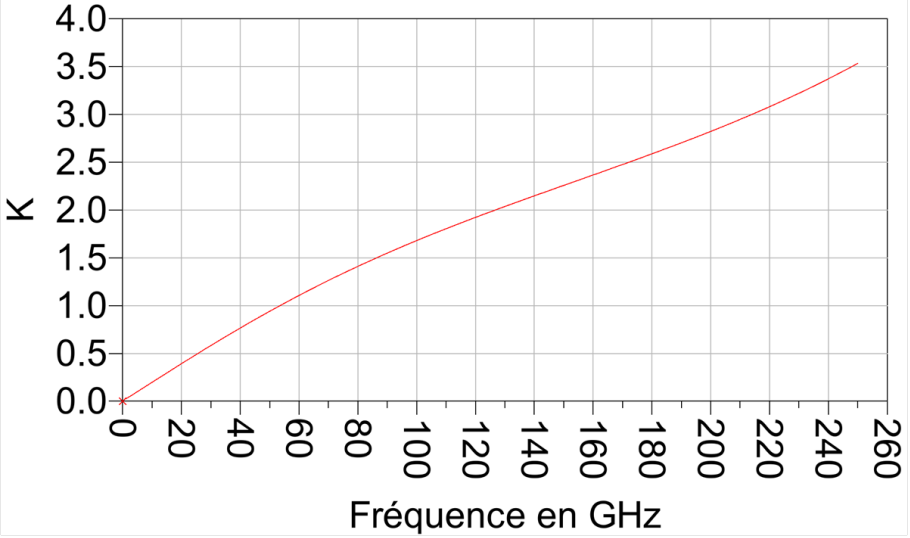



FIGURE 3.52: Facteur K entre 0 et 260 GHz du transistor 2x75 $\mu$m avec $V_{gs} = -0,3V$ et $V_{ds} = 2,5V$

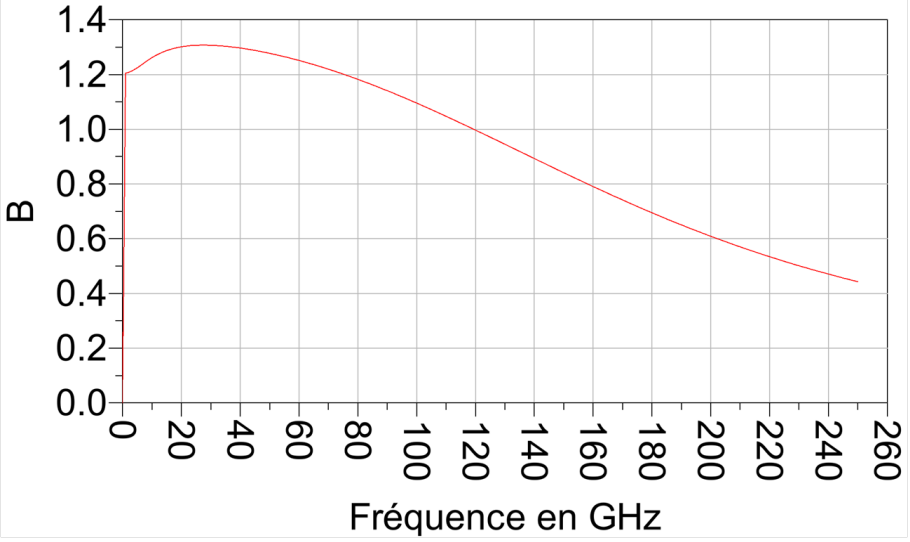



FIGURE 3.53: Facteur B entre 0 et 260 GHz du transistor 2x75 $\mu$m avec $V_{gs} = -0,3V$ et $V_{ds} = 2,5V$

Les figures 3.54 et 3.55 montre que plus la valeur de la résistance de contre-réaction est faible, plus le facteur $K$ s'éloigne de 1 et $B$ reste supérieur à 0. On dimensionne la résistance telle que $R_{stab} = 145\Omega$. Le circuit se stabilise donc. Le transistor 2x75$\mu$m est contre-réactionné et autopolarisé. On rajoute aussi les lignes de transmissions en s'appuyant sur leur modèle électrique.

On regarde l'impédance de la photodiode PDCS32T sur 50Ω, l'impédance conjuguée du $S_{11}$ du transistor et son impédance optimale en bruit $\Gamma_{opt}$. La figure 3.56 montre ces

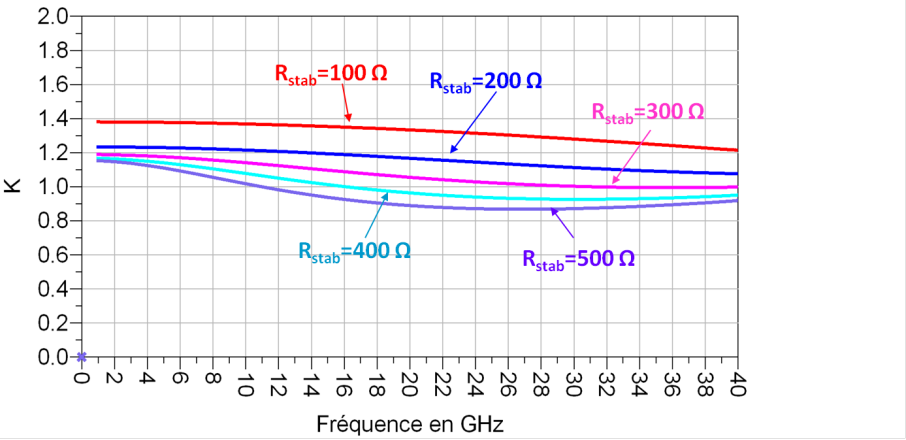



FIGURE 3.54: Facteur K entre 0 et 40 GHz du transistor 2x75 $\mu$m avec $V_{gs} = -0,3V$ et $V_{ds} = 2,5V$ avec une contre-réaction entre le drain et la grille $R_{stab} = [100 - 500]\Omega$

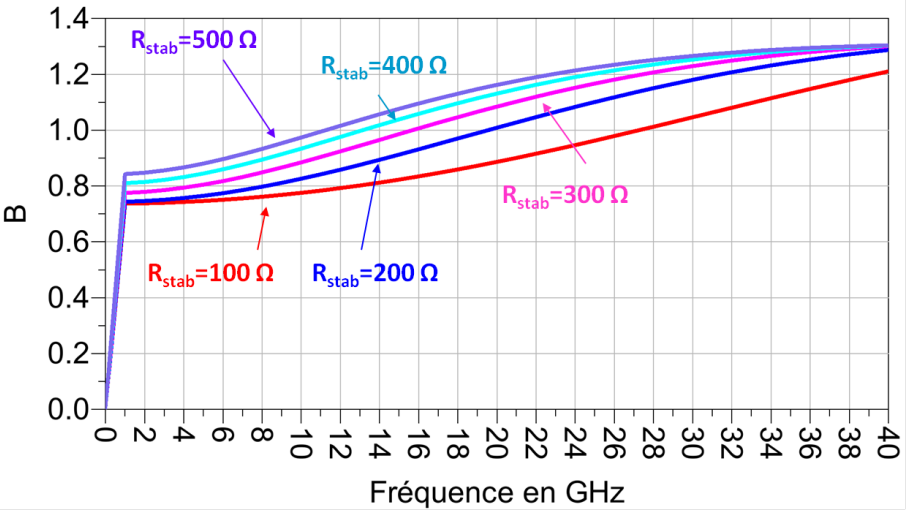



FIGURE 3.55: Facteur B entre 0 et 40 GHz du transistor 2x75 $\mu$m avec $V_{gs} = -0,3V$ et $V_{ds} = 2,5V$ avec une contre-réaction entre le drain et la grille $R_{stab} = [100 - 500]\Omega$

impédances entre 2 et 5 GHz. On peut noter que l'impédance optimale en bruit est proche de la région optimale en gain (figure 3.56). En adaptant au maximum de gain, on ne devrait pas dégrader le bruit de façon significative.

La figure 3.57 propose un réseau type d'adaptation à 5 éléments afin de réaliser de manière à élargir en bande passante. Le dimensionnement des éléments est fait par la suite.

La figure 3.58 montre le schéma électrique associé au TIA utilisé dans ce photorécepteur comprenant le transistor autopolarisé, le "T" de polarisation ainsi que les réseaux d'adaptation en entrée et en sortie. Le réseau d'adaptation en sortie est de type passe-bas en pi et est composé d'une capacité parallèle, d'une inductance série puis d'une capacité parallèle. On choisit un réseau de type passe-bas afin de pouvoir atténuer les éventuelles remontées de gain hautes fréquences car le transistor a un maximum bien supérieur à

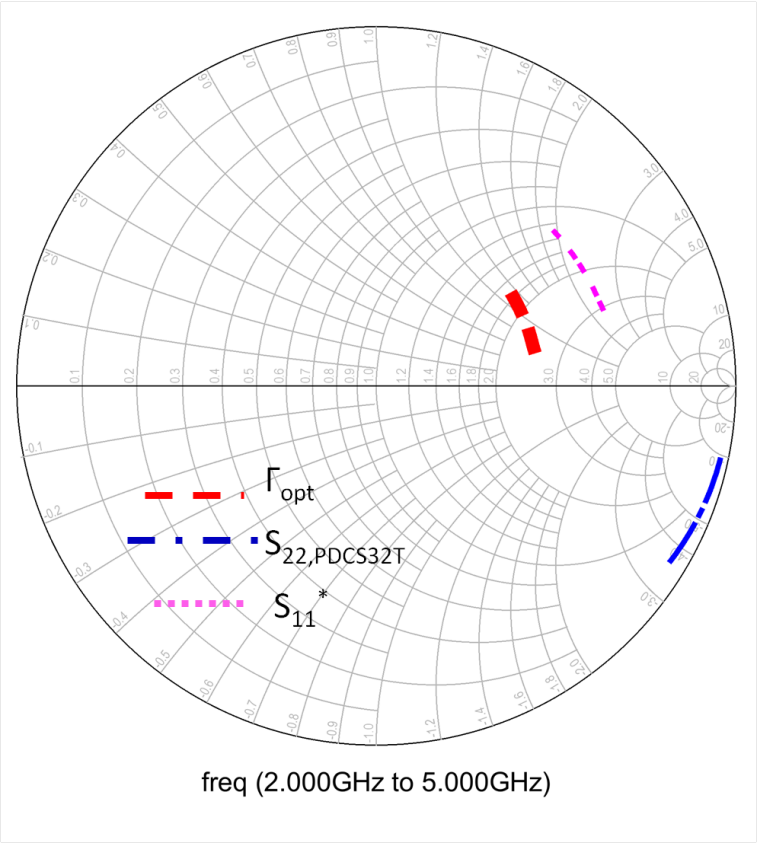



FIGURE 3.56: Impédance optimale de bruit $\Gamma_{opt}$ et $S_{11}*$ du transistor avec sa contre réaction et son circuit d'autopolarisation et impédance de la photodiode PDCS32T sur 50 Ω entre 2 et 5 GHz

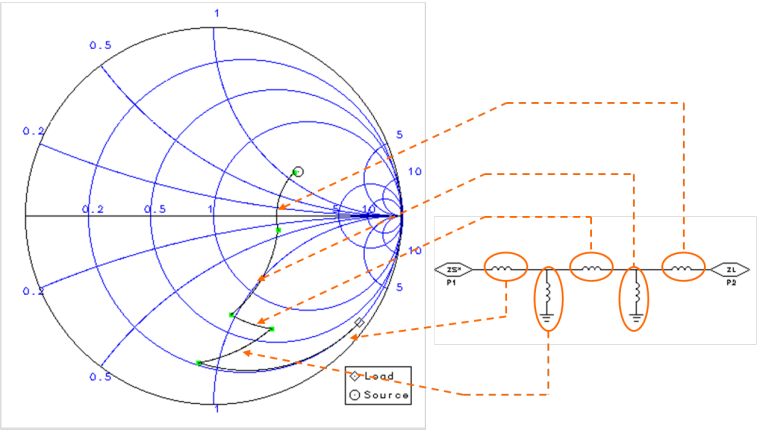



FIGURE 3.57: Conception du circuit d'adaptation en entrée pour réaliser la transformation d'impédance entre le $\Gamma_{opt}$ et le$S_{11}*$ de la topologie d'amplification du TIA 3 et l'impédance de la photodiode PDCS32T sur 50 Ω

la bande de travail et donc une réserve de gain que l'on souhaite atténuer à travers ce réseau.

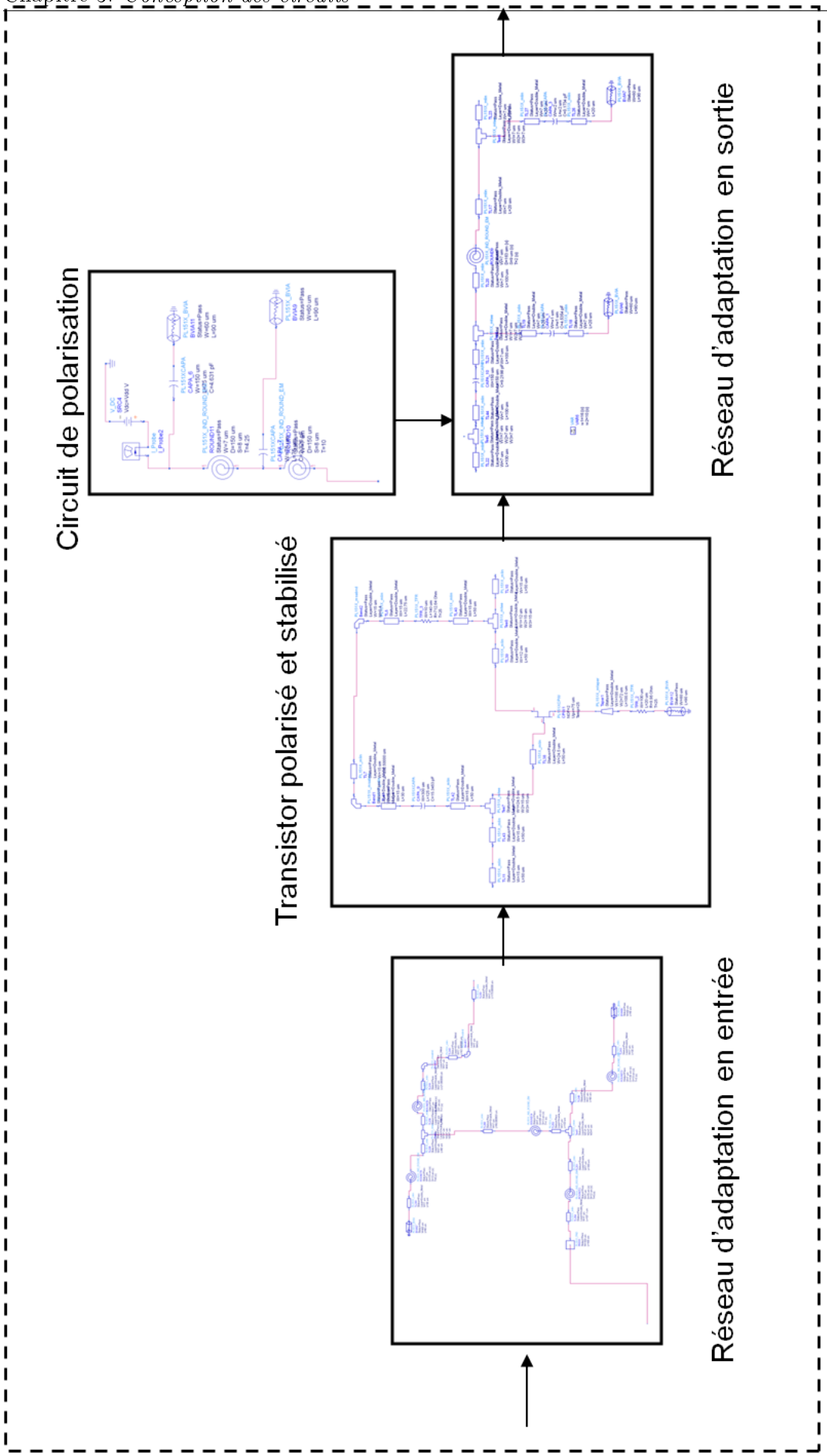



FIGURE 3.58: Circuit électrique du photorécepteur avec un transistor 2x75 $\mu$m son circuit d'autopolarisation et son circuit d'alimentation et son circuit d'adaptation en entrée et en sortie

A partir de ce schéma nous estimons les performances du circuit en utilisant la modélisation des éléments dans l'environnement électrique en lui présentant en entrée la photodiode PDCS32T-XS. La figure 3.59 montre le $|S_{21}|$ et le $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 3 connecté à la photodiode entre 2 GHz et 5 GHz. Le photorécepteur atteint un $|S_{21}|$ maximum de 20 dB dans la bande 2,9 - 3,4 GHz avec un $|S_{22}|$ inférieur à -10 dB.

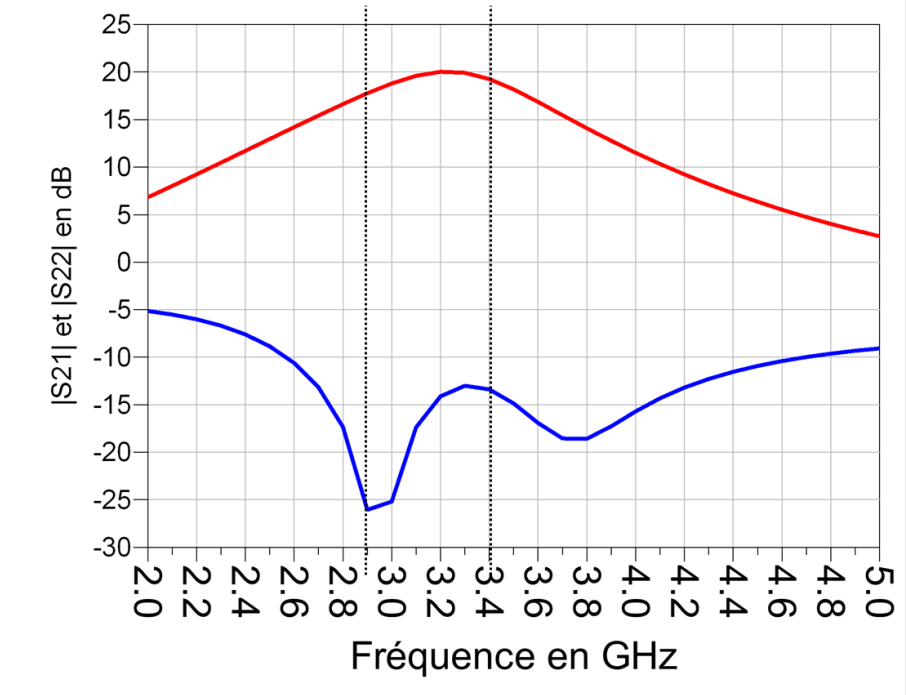



FIGURE 3.59: $|S_{21}|$ et $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T

La figure 3.60 montre une densité équivalente de courant de bruit inférieur à 5 pA/$\sqrt{Hz}$ dans la bande 2,9 - 3,4 GHz, le photorécepteur génère un bruit suffisamment faible pour le système dans lequel ce photorécepteur est intégré.

La figure 3.61 montre la transimpédance du photorécepteur avec un maximum de 500 Ω dans la bande [2,9 - 3,4] GHz.

Le circuit conçu sous l'environnement électrique donne des résultats qui remplissent les contraintes du cahier des charges.

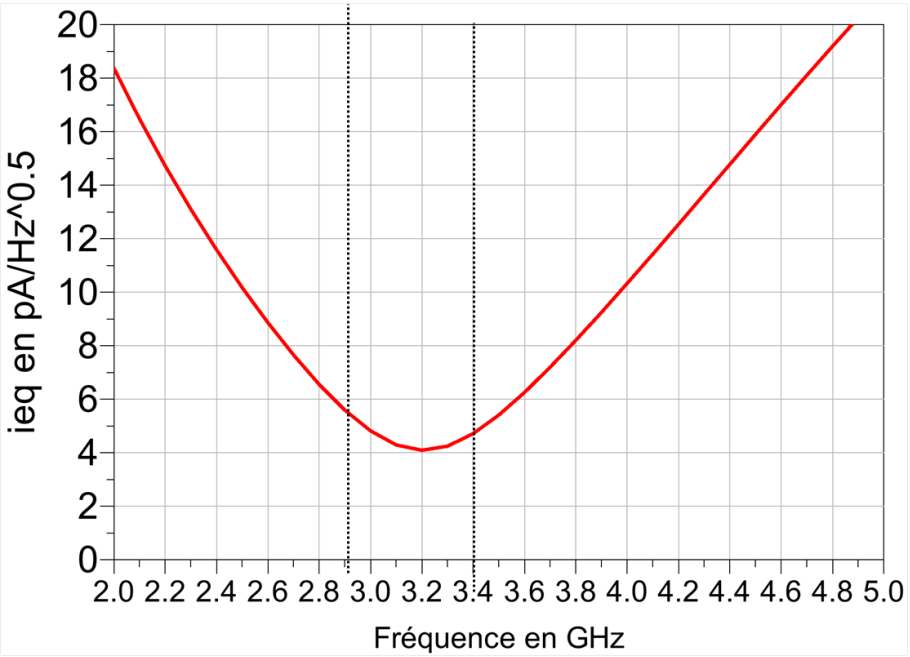



FIGURE 3.60: $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T

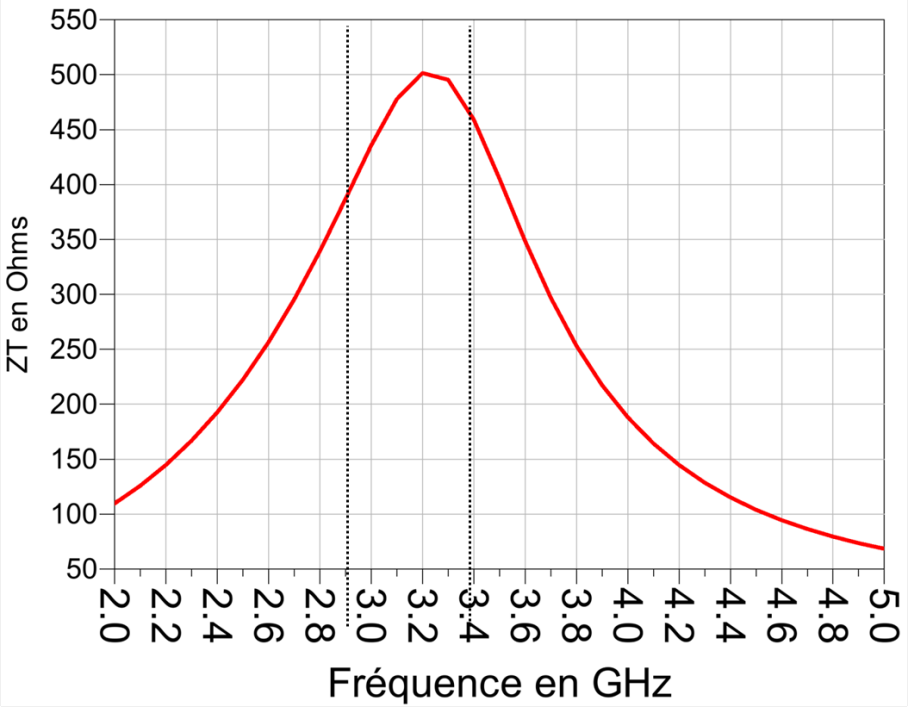



FIGURE 3.61: $Z_T$ en dB du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T

#### 3.3.4.2 Conception électromagnétique

A partir de la conception dans l'environnement électrique nous réalisons le "layout" du circuit et sa simulation sous l'environnement Momementum-ADS. Le "layout" est alors

optimisé par simulation électromagnétique. Le résultat est montré figure 3.62.

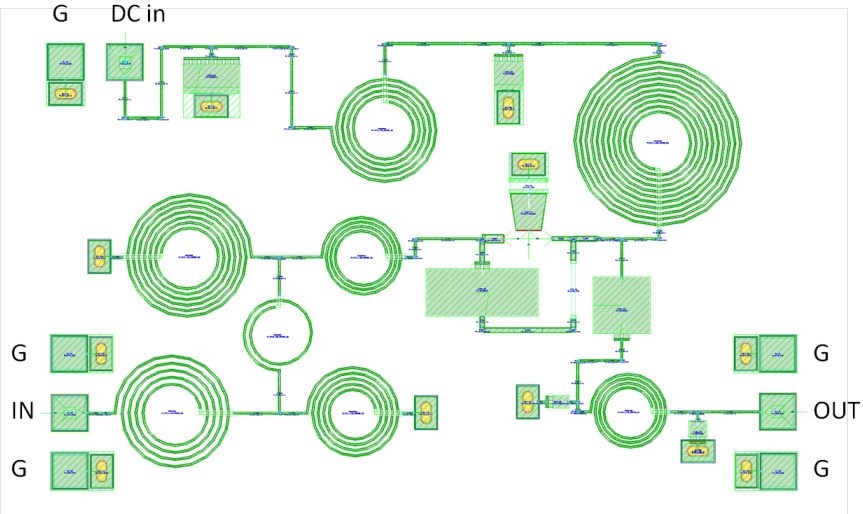



FIGURE 3.62: Layout associé au circuit TIA 3 en source commune sous l'environnement MOMENTUM de dimension 2,15 mm x 1,4 mm

Dans la réalisation du "layout", on prend en considération des plots de type "GSG" ("Ground-Signal-Ground" ou "Masse-Signal-Masse") en entrée et en sortie avec un écartement de 150 $\mu$m. Nous prévoyons aussi un plot d'alimentation afin d'alimenter le circuit. Contrairement au circuit présenté dans la section précédente, nous décidons de polariser la photodiode en externe afin de découpler les deux tensions d'alimentation (Photodiode et TIA). La figure 3.63 montre le $|S_{21}|$ et le $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 3 connecté à la photodiode PDCS32T. Le photorécepteur atteint un $|S_{21}|$ maximum de 18,85 dB dans la bande [2,9 - 3,4] GHz avec un minimum de 18,67 dB. On a donc une ondulation inférieur à 0,2 dB. Le $|S_{22}|$ est inférieur à -9,7 dB sur tout la plage. En terme de gain le circuit présente un gain supérieur à celui donner par la cahier des charges par contre il présente une adaptation en sortie dégradée.

La figure 3.64 montre une densité équivalente de courant de bruit inférieure à 4,6 pA/$\sqrt{Hz}$ dans la bande 2,9 - 3,4 GHz. Ce bruit a été réduit par rapport à la simulation électrique notamment par des efforts importants de ré-optimisation sur la largeur de bande.

La figure 3.65 montre la transimpédance du photorécepteur avec un maximum de 437,5 Ω dans la bande 2,9 - 3,4 GHz et un minimum de 429 Ω.

Le comportement non-linéaire à partir de la simulation électromagnétique est étudié utilisant le banc de simulation présenté en figure 3.4. Les figures 3.66 et 3.67 montrent respectivement la puissance en sortie sur une charge 50 Ω et la transimpédance en fonction de la puissance optique en entrée à 3,1 GHz en considérant différentes responsivités de la photodiode.

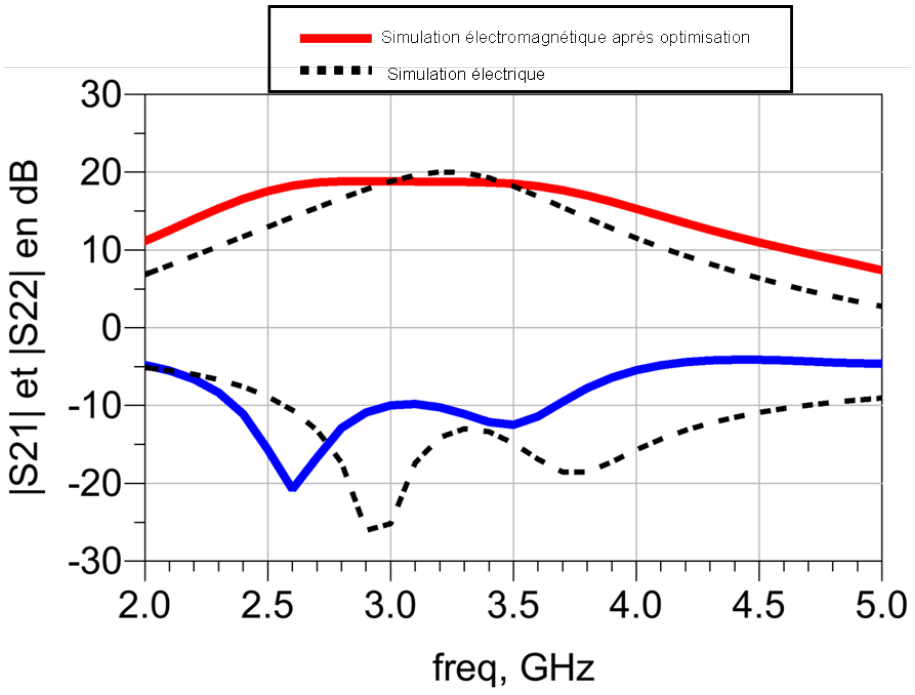



FIGURE 3.63: $|S_{21}|$ et $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 3 connecté à la photodiode PDCS32T

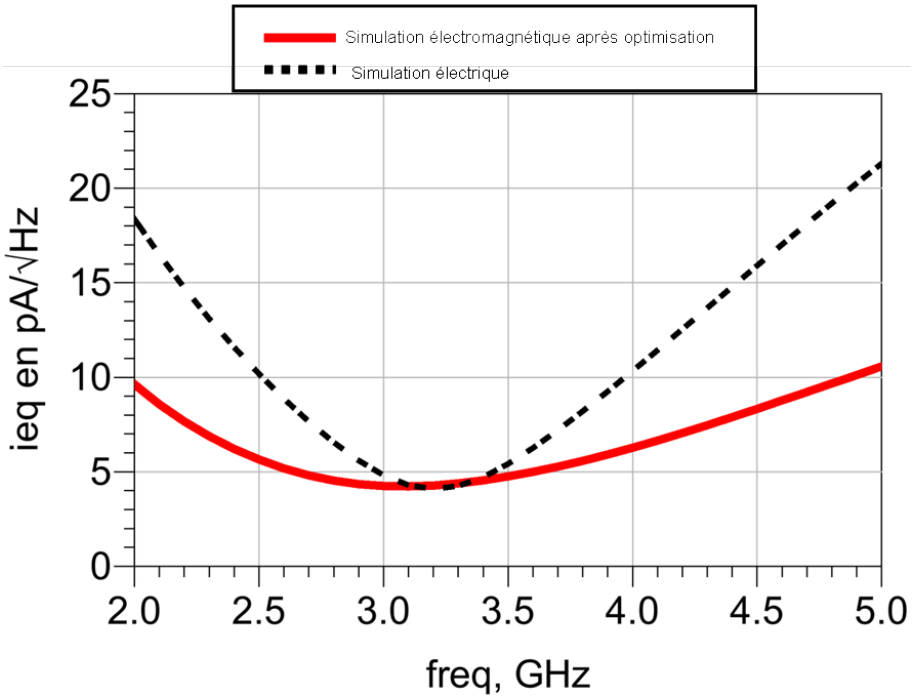



FIGURE 3.64: $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T

On voit que plus la responsivité est élevée, plus le point de compression à 1 dB est obtenu pour une puissance optique en entrée faible mais il reste supérieur à 2 dBm optique en entrée pour $m = 1$. Nous regardons maintenant si ce comportement est maintenu dans la bande de fréquences.

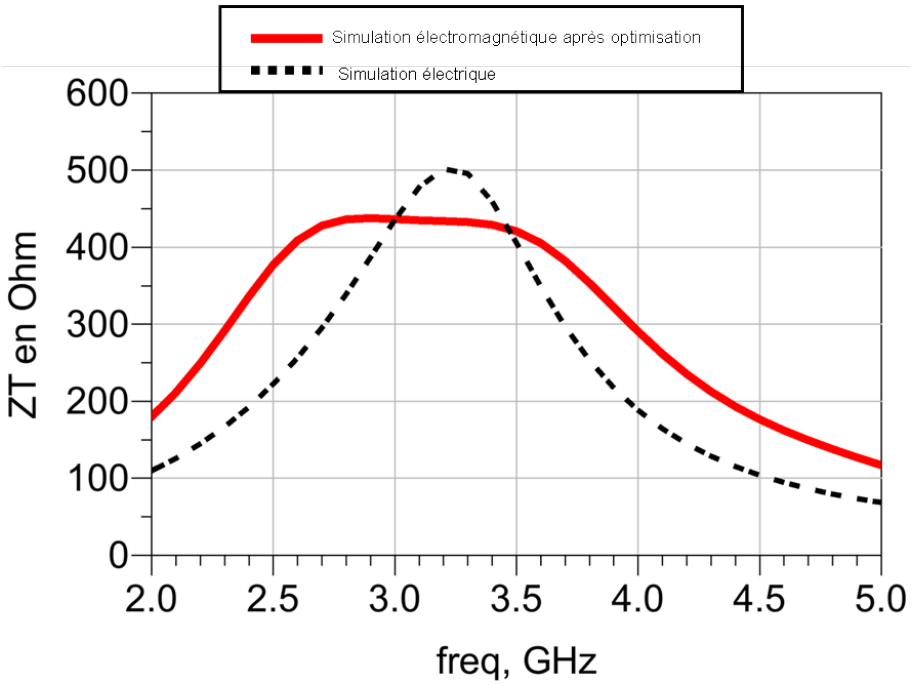



FIGURE 3.65: $Z_T$ en $\Omega$ du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T

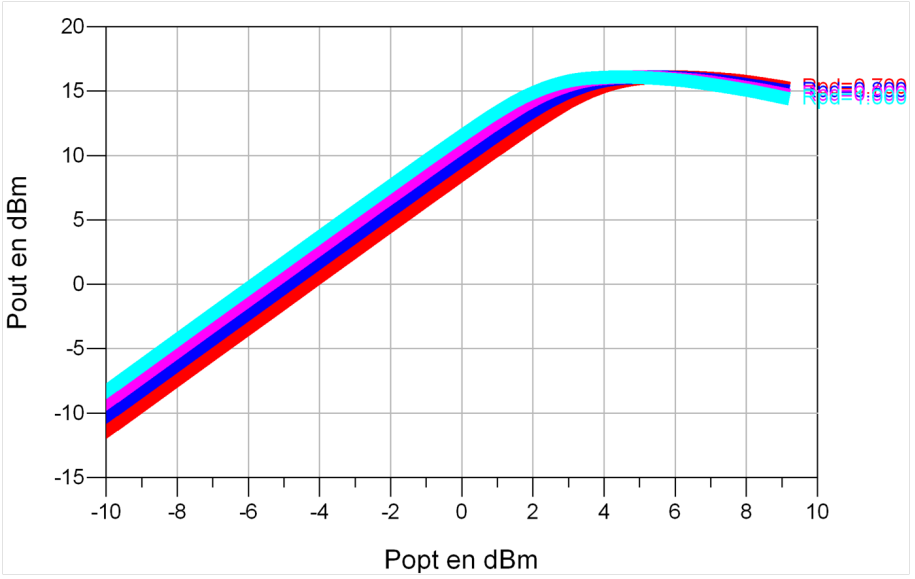



FIGURE 3.66: $P_{out} = f(P_{opt,in})$ avec $P_{out}$ et $P_{opt,in}$ en dBm du photorécepteur à 3,1 GHz pour $R_{PD} = [0,7 - 0,8 - 0,9 - 1]$ A/W avec $m = 1$

Les figures 3.68 et 3.69 montre respectivement la puissance en sortie sur une charge 50 $\Omega$ et la transimpédance en fonction de la puissance optique en entrée pour une responsivité $R_{PD} = 0,8$ A/W pour différents points de fréquences contenus dans la bande passante considérée. La puissance de compression à 1dB reste otenue pour des puissances optiques supérieures à 2 dBm (pour $m = 1$).

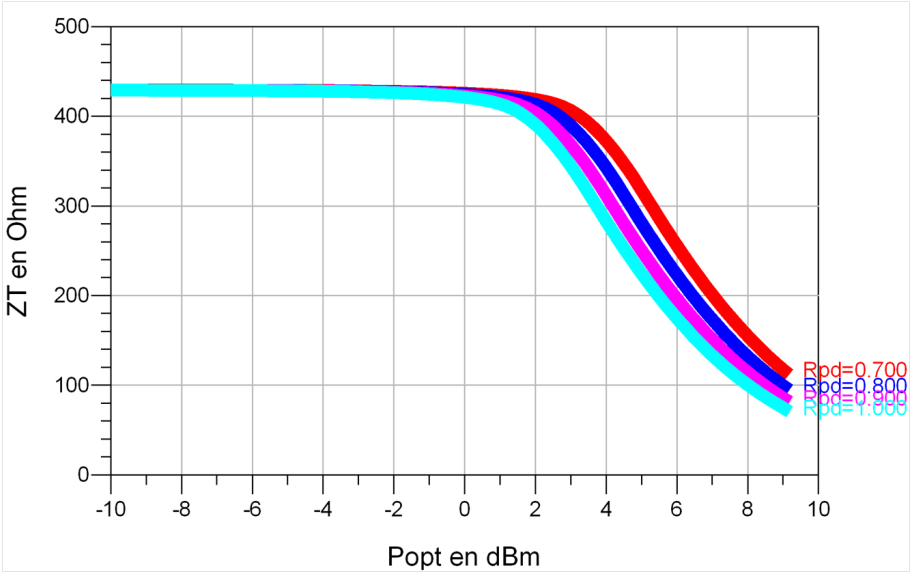



FIGURE 3.67: $Z_T = f(P_{opt,in})$ avec $Z_T$ en $\Omega$ et $P_{opt,in}$ en dBm du photorécepteur à 3,1 GHz pour $R_{PD} = [0,7 - 0,8 - 0,9 - 1]$ A/W et $m = 1$

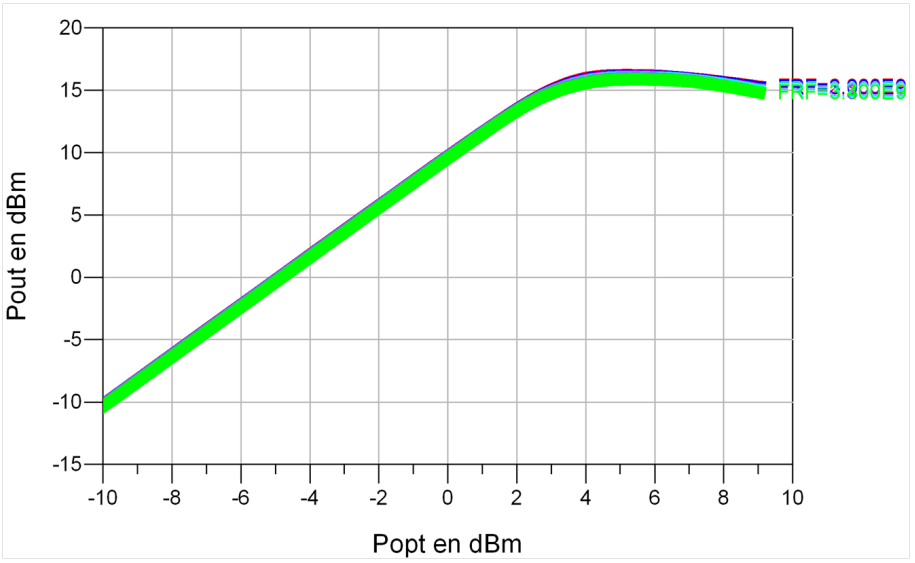



FIGURE 3.68: $P_{out} = f(P_{opt,in})$ avec $P_{out}$ et $P_{opt,in}$ en dBm du photorécepteur à $f_c = [2,9 - 3 - 3,1 - 3,2 - 3,3 - 3,4]$ GHz pour $R_{PD} = 0,8$ A/W et $m = 1$

Les figures 3.70 et 3.71 montrent le facteur $K$ une fois le circuit simulé en électromagnétique. On voit sur ces figures que le $K$ devient inférieur à l'unité entre 14 et 16 GHz. Nous traçons alors les cercles de stabilité en entrée et en sortie. Ces cercles nous montrent que le circuit est conditionnellement stable et que les impédances mises en jeu dans ce circuit ne devraient pas provoquer d'instabilités.

Par rapport aux deux autres circuits, ce circuit présente un gain plus élevé et des performances en bruit et en linéarité intermédiaires. Il respecte le cahier des charges. On accepte d'avoir des pertes dans les passifs pour élargir la bande, ce qui améliore fortement les performances à force de ré-optimisation.

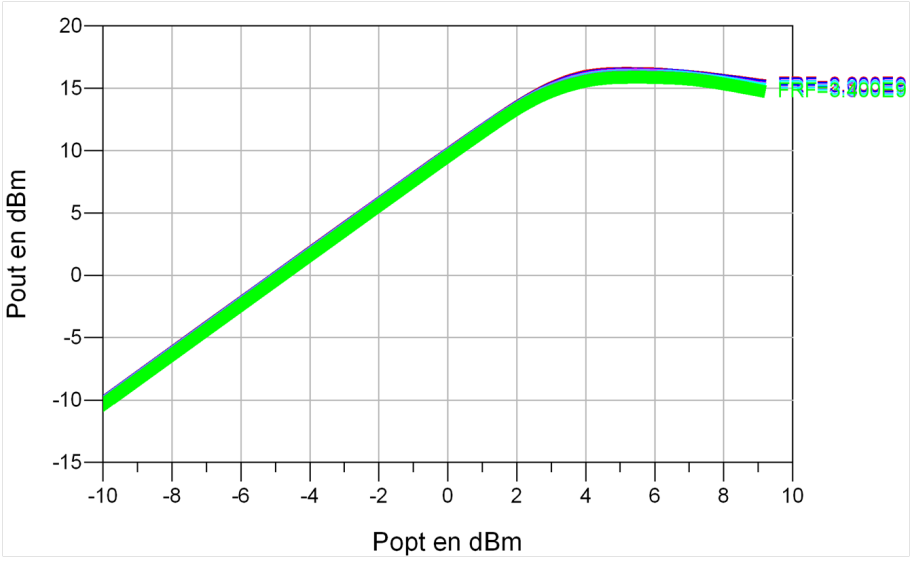



FIGURE 3.69: $Z_T = f(P_{opt,in})$ avec $Z_T$ en $\Omega$ et $P_{opt,in}$ en dBm du photorécepteur à $f_c = [2,9 - 3 - 3,1 - 3,2 - 3,3 - 3,4]$ GHz pour $R_{PD} = 0,8$ A/W et $m = 1$

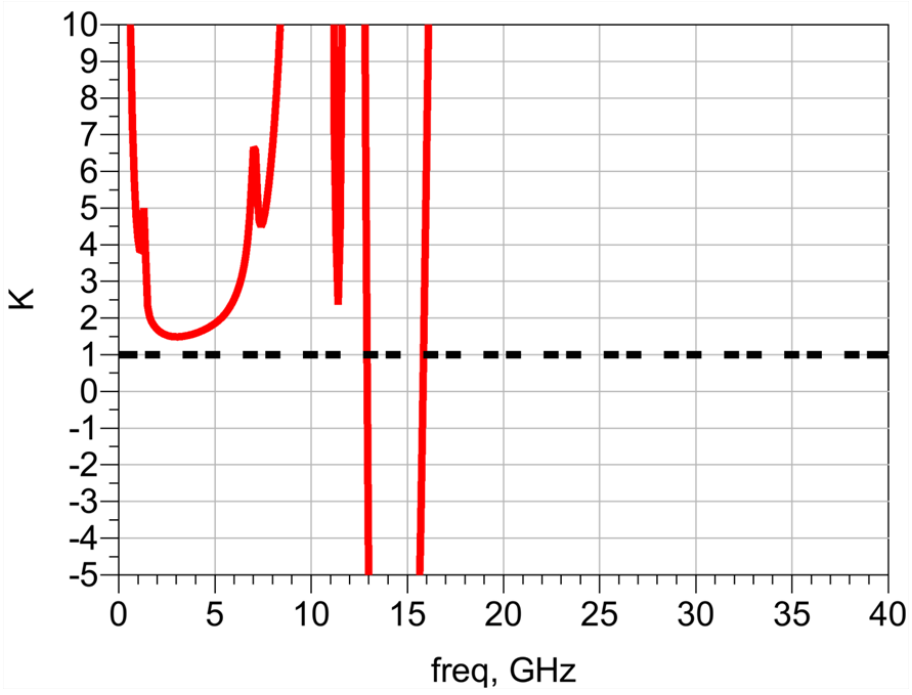



FIGURE 3.70: Facteur de Rollet K du circuit TIA 3 entre 0 et 40 GHz avec 50 $\Omega$ présenté en entrée et en sortie

#### 3.3.4.3 Sensibilité du photorécepteur

Dans ce paragraphe nous nous intéressons à la robustesse des circuit. Ici nous nous intéressons à la sensibilité du circuit vis-à-vis des dispersions de la photodiode et en particulier de deux paramètres : la longueur du fil de "bonding" et la capacité parallèle du modèle équivalent de la photodiode. Ensuite nous proposons une solution afin de corriger cette dispersion. Dans un premier temps nous regardons la sensibilité vis-à-vis de

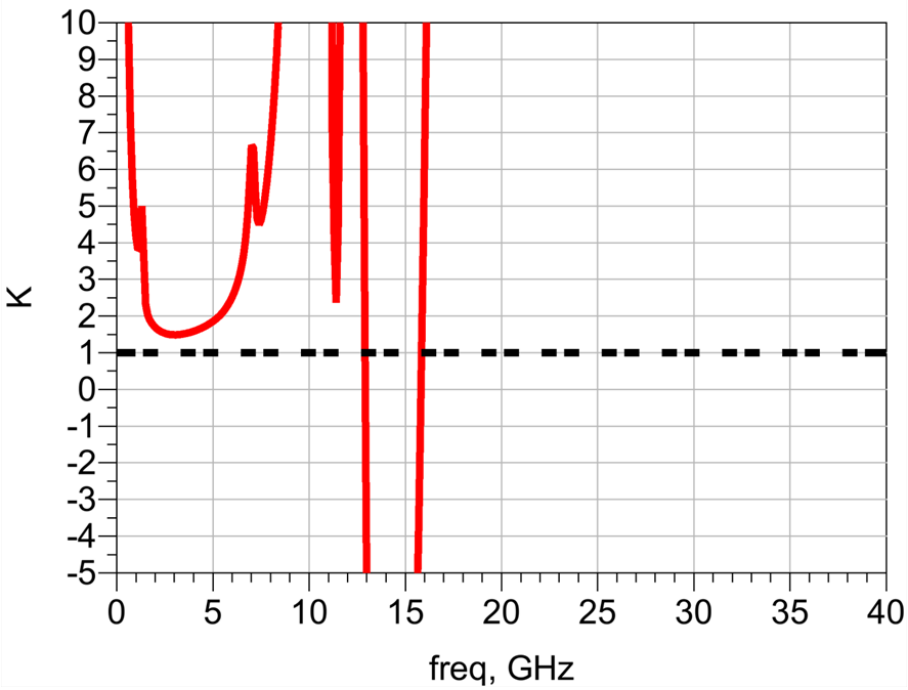



FIGURE 3.71: Facteur de Rollet K du circuit TIA 3 entre 12 et 16 GHz avec 50 Ω présenté en entrée et en sortie

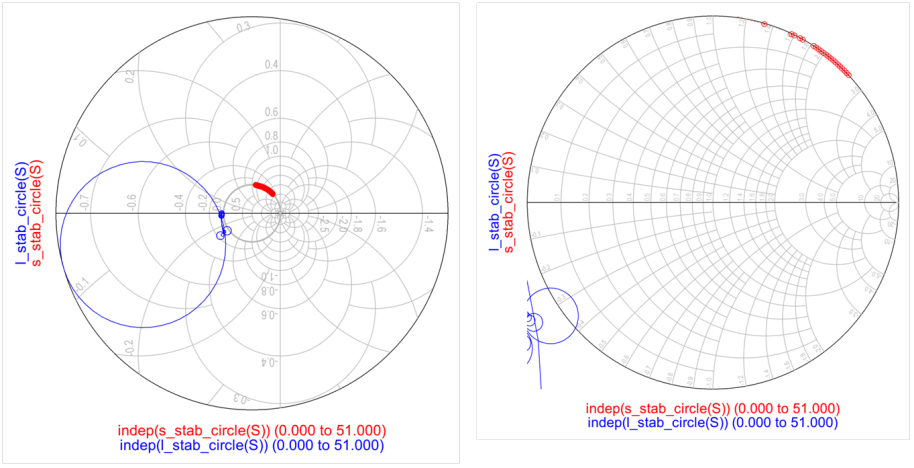



FIGURE 3.72: Cercles de stabilité en entrée et en sortie du TIA 3 sur 50 Ω en entrée et en sortie

la longueur de fil de bonding qui est modélisé dans notre simulation par une inductance en considérant 1nH pour 1mm de longueur de fil. Nous regardons l'influence de cette longueur sur les paramètres petits signaux.

Les figures 3.73 et 3.74 montrent le $|S_{21}|$ et le $|S_{22}|$ en dB ainsi que le $Z_T$ en Ω du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T en considérant une longueur de fil de bonding comprise entre 100 $\mu$m et 1000 $\mu$m. On voit que pour cette variation considérée, il n'y a pas de déviation importante de la réponse du circuit. La figure 3.75 montre le $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode

PDCS32T en considérant une longueur de fil de bonding comprise entre 100 $\mu$m et 1000 $\mu$m également. Pour cette variation considérée il n'y a pas de déviation importante de la réponse du circuit. Au final, on peut dire que dans lors du câblage de la photodiode et du TIA, la longueur du fil n'aura pas une influence importante sur la réponse en gain et en bruit du circuit, en considérant une longueur de fil inférieur à 1 mm.

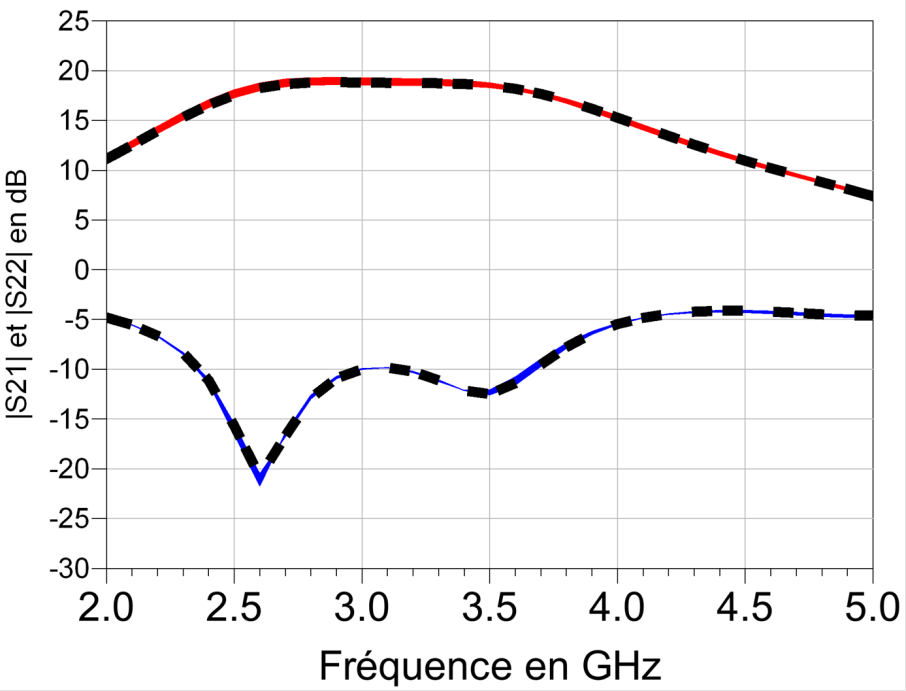



FIGURE 3.73: $|S_{21}|$ et $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T en considérant une longueur de fil de bonding comprise entre 100 $\mu$m et 1000 $\mu$m

Dans un second temps, nous regardons l'influence de la capacité parallèle de la photodiode sur les performances du circuit. Cette capacité a une valeur de 140 fF pour la photodiode PDCS32T, nous la faisons varier ici entre 100 fF et 200 fF. La figure 3.76 montre le $|S_{21}|$ et le $|S_{22}|$ en dB entre 2 GHz et 5 GHz. La courbe montre que la capacité fait varier la bande passante du circuit en décalant la fréquence centrale vers les basses fréquences lorsqu'elle augmente. En passant d'une capacité de 0,2 pF à 0,1 pF, la fréquence centrale se décale de 500 MHz. La figure 3.77 montre le $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit lorsque la capacité varie. De fortes valeurs de capacité décalent le minimum de bruit vers les hautes fréquences et augmentent sa valeur maximale jusqu'à 8 pA/$\sqrt{Hz}$ lorsque la capacité passe de 0,1 pF à 0,2 pF. Pour corriger la bande en cas de dispersion de la capacité parallèle, nous pouvons modifier la tension de polarisation de la photodiode. Plus la tension de polarisation de photodiode est élevée, plus la valeur de sa capacité est faible. C'est pourquoi le fait d'avoir deux alimentations distinctes dans le module, à savoir une pour la photodiode et une pour le TIA, est intéressant.

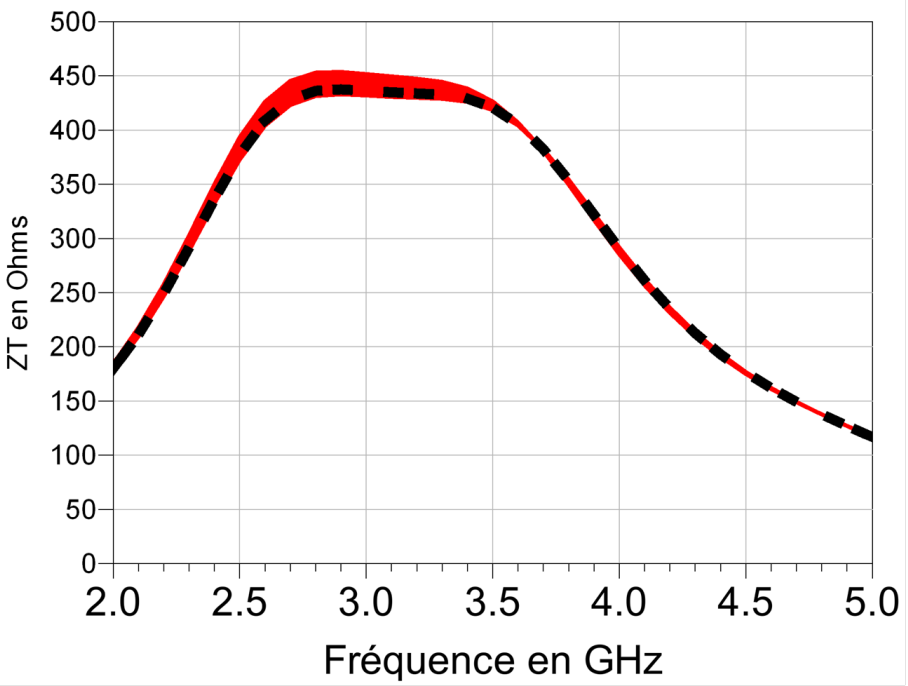



FIGURE 3.74: $Z_T$ en $\Omega$ du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T en considérant une longueur de fil de bonding comprise entre 100 $\mu$m et 1000 $\mu$m

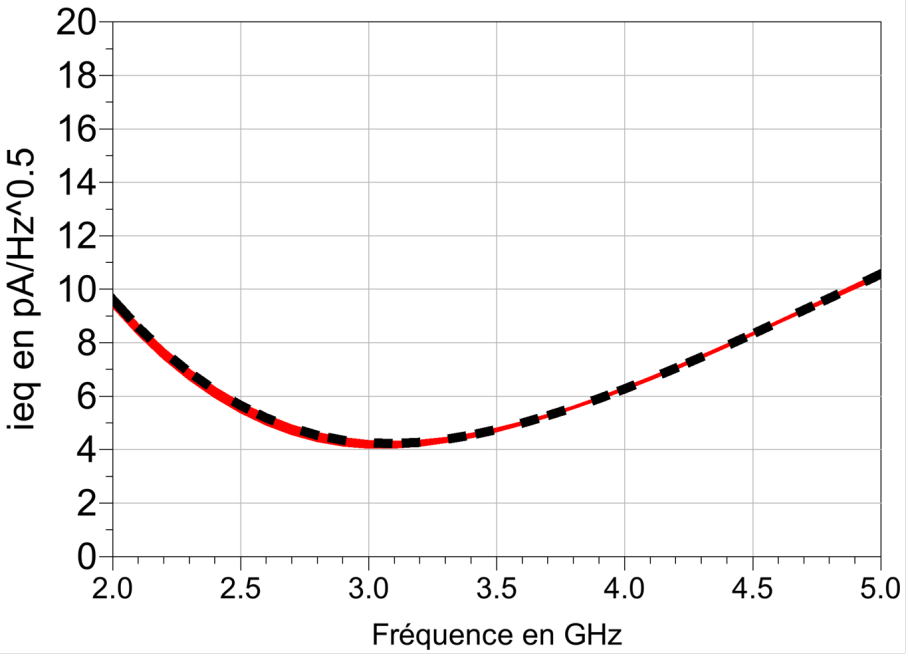



FIGURE 3.75: $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T en considérant une longueur de fil de bonding comprise entre 100 $\mu$m et 1000 $\mu$m

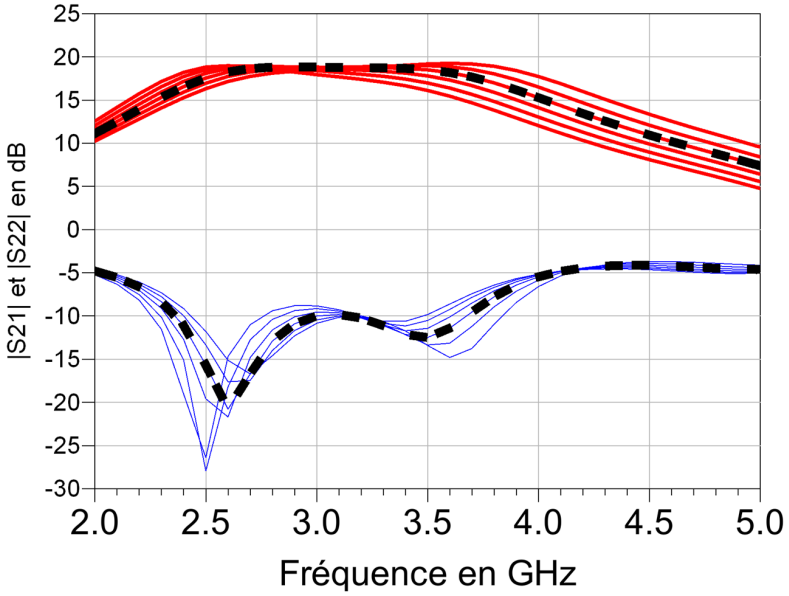



FIGURE 3.76: $|S_{21}|$ et $|S_{22}|$ en dB du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T en considérant une variation de la capacité parallèle de photodiode entre 0,1 pF et 0,2 pF

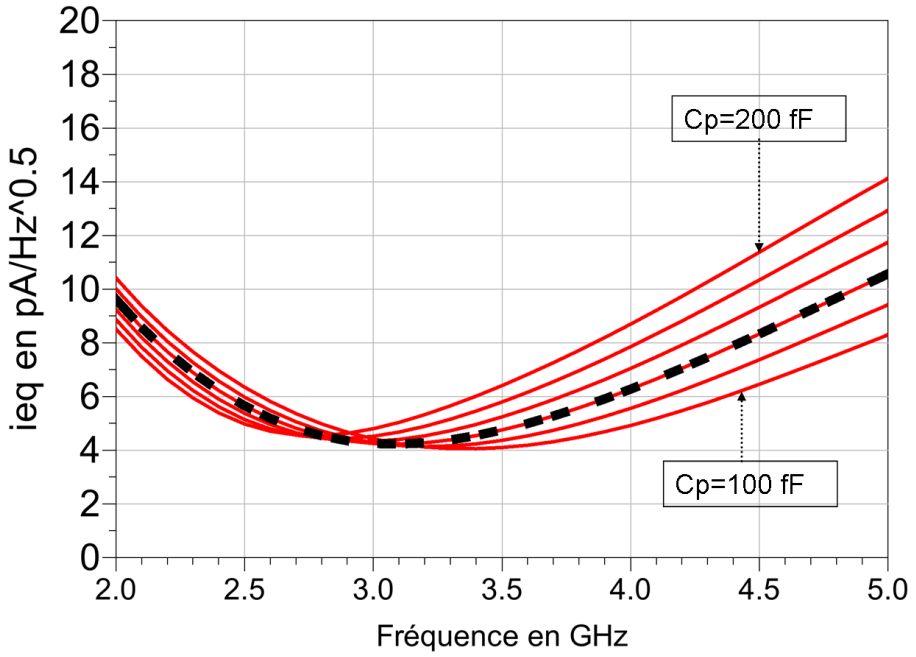



FIGURE 3.77: $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ du circuit TIA 3 entre 2 GHz et 5 GHz avec la photodiode PDCS32T en considérant une variation de la capacité parallèle de photodiode entre 0,1 pF et 0,2 pF

### 3.3.5 Synthèse

Après avoir réalisé une étude préliminaire de la technologie dans laquelle nous avons présenté les caractéristiques principales de la technologie ainsi qu'une étude en stabilité, nous avons proposé trois solutions de TIAs avec pour objectif un $|S_{21}|$ en dB supérieur à

15 dB, une adaptation en sortie inférieure à - 10 dB et une densité équivalente de courant de bruit inférieure à 5 pA/$\sqrt{Hz}$ dans la bande 2,9 GHz - 3,4 GHz. En grands signaux, le photorécepteur doit considérer une puissance optique en entrée comprise entre -4 dBm et 2 dBm pour $m = 1$.

Le premier circuit utilise un montage cascode. On a utilisé ce montage pour répondre à la contrainte de l'alimentation unique de 5 V trop élevée pour le transistor dans un premier temps, mais aussi pour profiter de la forte isolation de ce montage et ainsi isoler l'adaptation en entrée de celle en sortie. Pour stabiliser le montage nous avons combiné la contre-réaction résistive entre le drain et la grille mais aussi la dégénérescence dans la source. Après simulation éléctromagnétique, ce circuit présente un gain qui répond au cahier des charges avec une transimpédance de 51,1 dBΩ à la fréquence centrale. En bruit celui-ci ne répond pas au cahier des charges. A la fréquence centrale on obtient un bruit de 5,1 pA/$\sqrt{Hz}$ supérieur au 5 pA/$\sqrt{Hz}$ du cahier des charges. Ce circuit est très linéaire au vu des puissances optiques mises en jeu avec un point de compression à 1 dB à 4,3 dBm de puissance optique en entrée pour $m = 1$.

Le second circuit que nous avons présenté utilise un transistor en source commune avec un circuit de polarisation active. Ce montage est utilisé pour répondre à la contrainte d'alimentation unique déjà citée et de générer moins de bruit que le TIA 1. Dans ce circuit nous avons utilisé la dégnérescence dans la source pour le stabiliser. Ce circuit présente après simulation électromagnétique un gain qui répond au cahier des charges avec une transimpédance de 51,2 dBΩ à la fréquence centrale. A la fréquence centrale on obtient un bruit de 3,2 pA/$\sqrt{Hz}$ et inférieur au 4 pA/$\sqrt{Hz}$ dans la bande 2,9GHz - 3,4GHz. Des trois circuits présentés, ce circuit présente le point de compression à 1 dB le plus faible de +2,78 dBm en puissance optique d'entrée pour $m = 1$ mais répond au cahier des charges. Par contre ce circuit est le moins stable des trois avec une zone de stabilité conditionnelle importante entre 20 et 25 GHz. L'étage d'adaptation entre la photodiode et le circuit a été simplifié par l'utilisation d'un transistor plus petit (2x50 $\mu$m). L'écart entre les simulations électriques et électromagnétiques est ainsi réduit mais le comportement fréquentiel est plus sélectif.

Pour le troisième circuit on considère des alimentations distinctes pour la photodiode et pour le TIA. Nous avons utilisé un transistor en source commune contre-réactionné à travers une résistance entre le drain et la source de 2x75$\mu$m. Nous utilisons un tranistor de taille intermédiaire au TIA 1 et TIA 2 pour combiner son comportement large bande et le faible bruit de la topologie du TIA 2. Ce circuit après simulation électromagnétique présente un gain qui répond au cahier des charges avec une transimpédance de 52,7 dBΩ à la fréquence centrale, le gain le plus élevé des trois circuits présentés. Le photorécepteur

génère un bruit de 4,2 pA/$\sqrt{Hz}$ au minimum et inférieur au 4,6 pA/$\sqrt{Hz}$ dans la bande 2,9 GHz - 3,4 GHz. Le circuit reste stable et linéaire.

De façon générale, les circuits présentés dans ce chapitre présente après simulation électromagnétique les meilleures performances en terme de bruit. Ils sont comparés à l'état de l'art au tableau 3.2. On obtient des performances records en terme de bruit pour cette bande passante, mais les performances les plus faibles en terme de gain autour de 50 dBΩ pour l'ensemble de ces TIAs.

TABLEAU 3.2: Comparaison des performances des photorécepteurs simulés en électromagnétique à l'état de l'art

| Références | [19] | [20] | [22] | [59] | [24] | [25] | TIA 1 | TIA 2 | TIA 3 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Année | 1998 | 2012 | 2011 | 2007 | 2004 | 2001 | 2014 | | |
| Topologie | CG - TIA | RF-TIA | CF-TIA | RGC-TIA | ULB-TIA | NB-TIA | à bande étroite élargie | | |
| Bande (GHz) | DC-3,5 | DC-13,6 | DC-1 | DC-8 | DC-47 | $f_c$ = 10 | 2,9GHz - 3,4GHz | | |
| Gain (dBΩ) | 61 | 83 | 80 | 63,3 | 56 | 64,1 | 51,1 | 51,2 | 52,7 |
| $i_{eq}$ (pA/$\sqrt{Hz}$) | 4,2 | 20,9 | 2 | 6,5 | 35 | 5,7 | 5,5 | 4 | 4,6 |
| Dimensions (mmxmm) | 0,5x0,2 | 0,6x0x6 | - | - | 0,6x0,9 | 1,2x2 | 2x2 | 2x2 | 1,5x2 |
| Technologie | 0,6$\mu$m CMOS | 65 nm CMOS | - | 0,18$\mu$m CMOS | 1,2$\mu$m HBT | 150nm PHEMT | | | |
| Matériau | Si | | - | Si | InGaAs-InP | GaAs | | | |

## 3.4 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre nous avons montré comment concevoir un TIA à l'aide d'un simulateur électrique pur associant à la source de puissance optique une puissance électrique équivalente dite optique-microondes. Dans un premier temps nous avons présenté deux bancs de simulation petits signaux, l'un utilisant le moteur de simulation "AC", le second utilisant le moteur de simulation " S-Parameters". Ces deux bancs de simulation convergent vers les mêmes résultats. La différence se situe au niveau de l'approche utilisée, le premier se basant sur l'estimation du courant et de la tension, le second estimant les paramètres "$S$" du lien optique-microonde. Dans un second temps, nous avons présenté un banc de simulation non-linéaire utilisant le moteur de simulation "Harmonic Balance" qui nous permet d'observer le comportement non-linéaire du circuit.

Une fois ces outils présentés, nous avons pu porter notre intérêt sur la conception du photorécepteur et en particulier le TIA. Une analyse de la technologie PL15X que nous utilisons a été réalisée. Nous montrons que cette technologie pHEMT permet largement la conception de notre TIA avec un $f_T$ supérieur à 25 GHz et un $f_{max}$ supérieur à 80 GHz. Par contre, on voit très clairement à travers les paramètres K et B que le transistor est potentiellement instable en basses fréquences. C'est pourquoi nous avons traité des principales techniques de stabilisation qui vont nous permettre de rendre le transistor inconditionnellement stable par la suite. Nous avons montré que la technique de contre-réaction résistive entre le drain et la grille permet de rendre le transistor inconditionnellement stable. Lorsque l'on utilise le montage cascode ou la polarisation active, nous avons utilisé d'autres techniques de stabilisation telles que la dégénérescence dans la source.

Nous avons proposé trois solutions de photorécepteurs en utilisant trois montages différents. La première solution consiste à monter deux transistors en cascode afin d'exploiter les avantages du montage en source commune et celui en grille commune à savoir une bande passante plus large et une isolation forte entre l'entrée et la sortie. On choisit un transistor avec un développement de grille important de 4x75$\mu$m afin de rapprocher les impédances de 50$\Omega$. A l'aide de ce montage, le circuit atteint de performances correctes vis-à-vis des objectifs de départ, cependant il reste limité en linéarité. Le deuxième circuit utilise un transistor en source commune et un circuit de polarisation active qui permet l'utilisation d'une alimentation commune pour le TIA et la photodiode à travers la puce. On choisit un transistor à faible développement de grille 2x50$\mu$m afin de se rapprocher du circuit ouvert et ainsi simplifier le réseau d'adaptation. Ce circuit est lui aussi performant vis-à-vis du cahier des charges. Cependant, il reste très sensible au "process" du fait du réseau d'adaptation utilisé qui est constitué d'une seule inductance. Une erreur de conception le rend instable au-delà de 20 GHz. Ce point sera traité au chapitre suivant. Le troisième circuit utilise uniquement un transistor en source commune et on considère une alimentation distincte pour le TIA et la photodiode. Sa sensibilité aux variations de la capacité parallèle de la photodiode a été analysée et une possibilité de correction a été proposée modifiant la tension de polarisation de cette dernière. Le TIA 2 génére moins de perte car son réseau d'adaptation contient moins de composants contrairement au TIA 3. Des trois circuit il est celui qui génère le moins de bruit. Lorsque l'on met ces circuits à l'état de l'art, ils présentent des performances records en terme de bruit pour cette bande de fréquences. Par contre, leur gain reste les plus faibles.

De ces trois circuits, seul le deuxième a été réalisé. Dans le chapitre suivant nous nous intéressons à la caractérisation de celui-ci.

# Chapitre 4

# Caractérisation des circuits

Dans ce chapitre nous caractérisons les modules photorécepteurs réalisés. Cela passe par la caractérisation des photodiodes seules puis des photorécepteurs complets, photodiode plus TIA.

Le chapitre commence par la caractérisation des photodiodes. Les paramètres de réflexion sont d'abord mesurés afin d'extraire un modèle équivalent. Les paramètres de transmission sont ensuite caractérisés, en s'intéressant également à l'influence de la tolérance d'alignement.

La caractérisation du photorécepteur total constitue la deuxième partie du chapitre. Elle est décomposée en deux sous-sections : la mesure des paramètres "$S$" et la mesure en bruit à travers la densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée. Pour ces différentes parties nous présentons les bancs de mesure utilisés ainsi que les résultats expérimentaux obtenus. Seul le TIA 2 a été réalisé, nous nous focalisons donc sur celui-ci. A partir de ce montage, huit versions ont été proposées que nous présenterons dans ce chapitre.

## 4.1 Caractérisation de la photodiode

Avant de caractériser le photorécepteur, regardons tout d'abord comment caractériser la photodiode. Nous nous intéressons dans un premier temps à la photodiode 1915DC de 3S photonics présentée figure 4.1. Puis nous caractérisons la photodiode PDCS20T de Albis, présentée en figure 4.2. Cette caractérisation est découpée en trois parties, la première est la caractérisation en réflexion, ensuite vient la caractérisation de la photodiode en bande passante et finalement nous analysons la réponse de la photodiode en fonction de la zone d'éclairement. Les photodiodes ont été précédemment détaillées au chapitre 2.

FIGURE 4.1: Photographie de la photodiode 1915DC sur substrat de report céramique

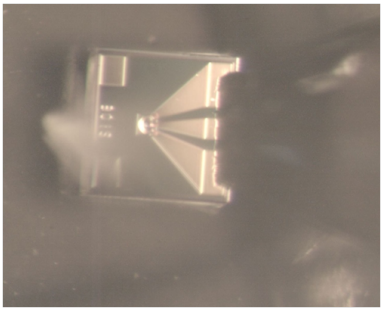


FIGURE 4.2: Photographie de la photodiode PDCS20T

### 4.1.1 Caractérisation en réflexion

Dans ce paragraphe nous nous intéressons à la caractérisation en réflexion. Nous présenterons ici les résultats expérimentaux obtenus avec la photodiode 1915DC (figure 4.1). La photodiode PDCS20T a déjà été présentée au chapitre 2. Cette section se décompose en deux parties : la présentation du banc de mesure utilisé ainsi que les résultats expérimentaux obtenus avec celui-ci.

#### 4.1.1.1 Banc de mesure

Le $|S_{22}|$ de la photodiode est important pour la conception du TIA, essentiellement pour réaliser la transformation d'impédance entre la photodiode et la charge en sortie. Cette mesure petit signal est réalisée en utilisant un analyseur de réseau vectoriel (ou VNA pour Vector Network Analyzer). La photodiode ayant une entrée optique et une sortie électrique, nous utilisons pour cette mesure un seul des ports du VNA. Ce port est calibré en utilisant la technique de calibration SOLT (pour OPEN-SHORT-LOAD-THRU). La photodiode 1915DC est polarisée en inverse à travers le bras de l'analyseur de réseau vectoriel. Le contact entre la photodiode et le VNA est réalisé à travers une pointe Masse-Signal (GS). La mesure est réalisée sans éclairement.

#### 4.1.1.2 Résultats expérimentaux

A partir du banc de mesure précédent, nous caractérisons en réflexion la photodiode 1915DC pour différentes tensions de polarisation allant de -1 à -12V. La figure 4.3 montre les résultats obtenus. On retrouve la réponse typique d'une photodiode avec une résistance élevée et une capacité en parallèle, on peut aussi voir que plus la tension de polarisation est élevée, plus la capacité parallèle est faible.

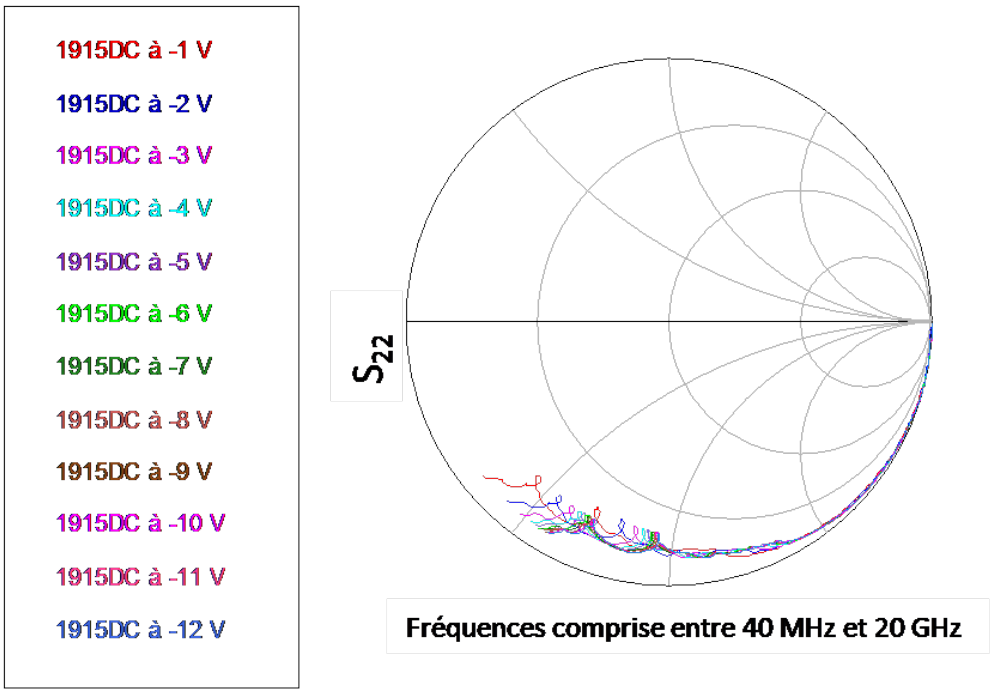



FIGURE 4.3: Mesures du $S_{22}$ de la photodiode 1915DC sur 50 Ω pour différentes tension de polarisation inverse comprise entre 1 et 12 V entre 40 MHz et 20 GHz

La figure 4.4 montre le modèle équivalent de la photodiode 1915DC à 3V défini à partir de ces mesures en réflexion que nous avons réalisées.

On retrouve le modèle de la photodiode décrit au chapitre 2. Le modèle montre une résistance très élevée (5 kΩ) qui maintient le $|S_{22}|$ sur le bord de l'abaque de Smith (figure 4.5). La polarisation change la zone active de la photodiode, la valeur de tension de polarisation va avoir une influence sur la valeur de la capacité parallèle. Lorsque la photodiode est polarisée à 3 V, la capacité a une valeur de 100 fF. Elle diminue avec la polarisation et atteint 90 fF lorsque l'on polarise la photodiode à 10V. Nous comparons les mesures et la modélisation sur la figure 4.5. Le modèle suit bien la mesure. Au delà

de la fréquence de coupure de la photodiode, on peut voir sur la mesure des parasites correspondant aux effets des pistes d'accès.

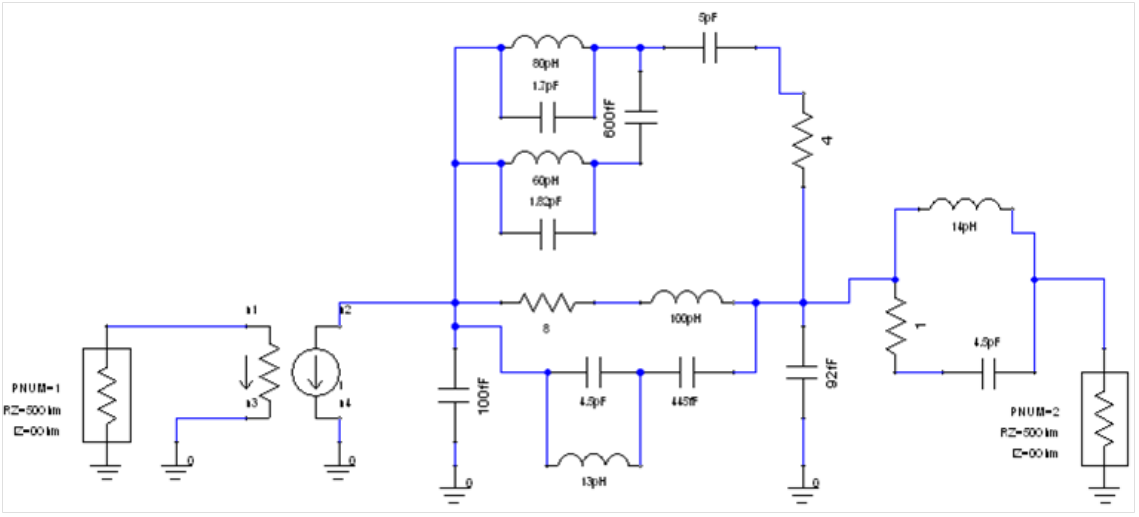



FIGURE 4.4: Modèle équivalent de la photodiode 1915DC à 3V

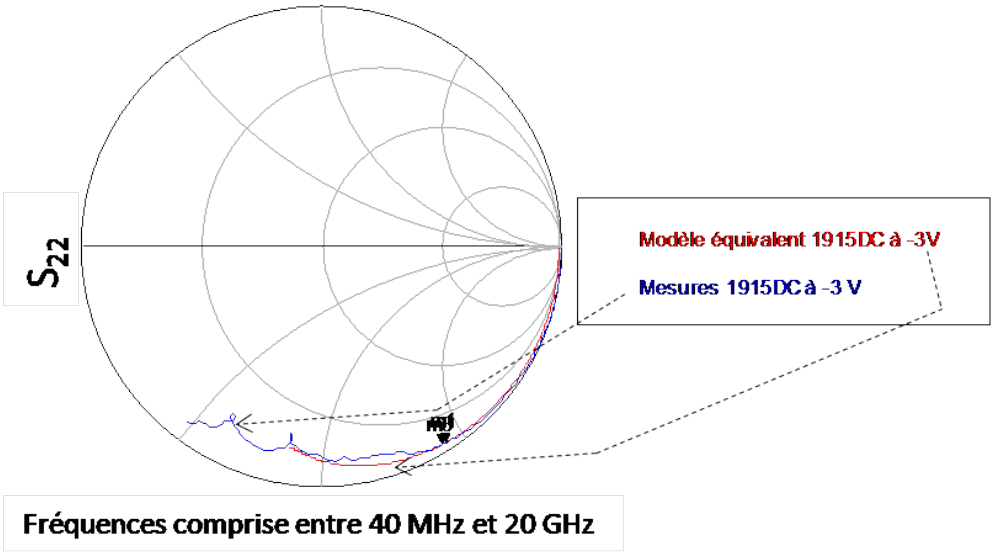



FIGURE 4.5: $|S_{22}|$ simulé à partir du modèle équivalent de la photodiode 1915DC et $|S_{22}|$ obtenu par mesure, pour une polarisation de 3V entre 40 MHz et 20 GHz

### 4.1.2 Caractérisation en bande passante

Dans cette sous section nous présentons la caractéristique en bande passante de la photodiode qui s'exprime à travers le $|S_{21}|$ de la photodiode. Nous divisons la section en deux parties. Dans la première nous présentons le banc de mesure utilisé et son principe. Puis nous montrons des résultats expérimentaux obtenus pour une photodiode PDCS20T.

#### 4.1.2.1 Banc de mesure

La mesure de la photodiode en bande passante se fait en petits signaux et passe par la mesure d'un lien optique microonde complet, en utilisant une source laser préalablement caractérisée par une photodiode de référence. Le principe est le suivant, nous utilisons une photodiode connue qui permet d'identifier la réponse de la source et ainsi nous permet de la soustraire de la mesure du lien comprenant notre photorécepteur comme présenté en figure 4.6.

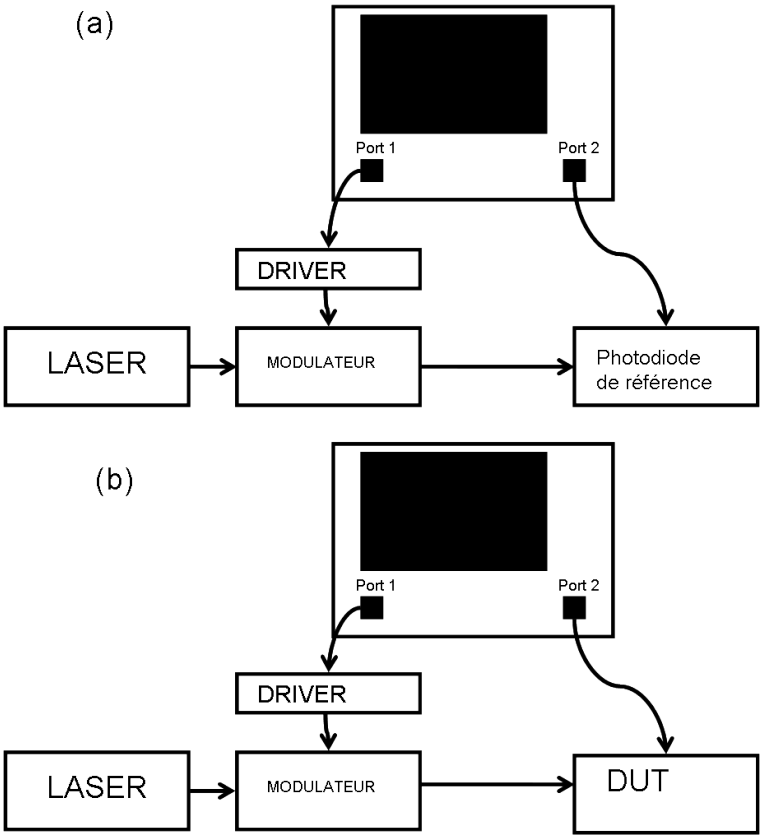



FIGURE 4.6: Banc de mesure en bande passante d'un photorécepteur - (a) Calibration du banc de mesure à l'aide d'une photodiode de référence, mesure du $|S_{21}|$ - (b) Banc de mesure du $|S_{21}|$ du lien optique-microonde avec le photorécepteur

Nous utilisons un laser à 1550 nm qui injecte son signal dans un modulateur à 40 GHz, le MX-LN-40 de Photline (Figure 4.7). Ce modulateur est connecté au port 1 de l'analyseur de réseau à travers le driver VWA00038AA de Vectrawave allant jusqu'à 43 GHz avec un gain supérieur à 22 dB. Il permet d'ajouter du gain au signal issu du port 1 du VNA pour ainsi venir exciter l'entrée RF du modulateur qui doit être suffisamment élevée (sans dépasser le maximum de puissance tolérée par cette entrée à savoir 28 dBm). La source optique passe par une fibre lentillée en position verticale au dessus de la zone d'éclairement de la photodiode. La position de la fibre est contrôlée à l'aide d'un nanopositionneur.

FIGURE 4.7: Photo du modulateur Photline MX-LN-40

La photodiode de référence est la photodiode InGaAs New Focus ♯ 1414-50 qui peut détecter une longueur d'onde allant de 500 nm à 1630 nm avec une fréquence de coupure à -3dB de 25 GHz et une responsivité de 0,6 A/W à 1550 nm. Elle est utilisée pour calibrer le banc de mesure c'est à dire retirer la réponse du laser de la mesure et ainsi extraire la réponse de la photodiode ou du photorécepteur que l'on souhaite mesurer. Cette photodiode est présentée figure 4.8. A partir des équations (4.2), nous extrayons la réponse de la photodiode mesurée.

$$|S_{21,source}| = \frac{|S_{21,(a)}|}{|R_{PD,RF}|} \tag{4.1}$$

$$|S_{21,DUT}| = \frac{|S_{21,(b)}|}{|S_{21,source}|} \tag{4.2}$$

avec $|S_{21,source}|$ la réponse de l'ensemble LASER, Amplificateur et modulateur. $|S_{21,(a)}|$ la réponse du lien présenté en (a) (figure 4.6) correspond à la calibration du banc à travers la photodiode de référence. $|R_{PD,RF}|$ $|S_{21,(b)}|$ est la réponse de la photodiode de référence. $|S_{21,DUT}|$ la réponse du photorécepteur mesuré.

#### 4.1.2.2 Résultats expérimentaux

Nous réalisons une cartographie de la photodiode en mesurant sa fréquence de coupure à -3 dB pour différentes positions de la sonde optique. Le but est d'analyser les caractéristiques de la photodiode en l'éclairant à hauteur constante mais en faisant varier les axes X et Y. Dans le cadre de notre analyse nous regardons l'influence de la zone d'éclairement sur la fréquence de coupure ainsi que sur le photocourant et le gain de la photodiode.

FIGURE 4.8: Photo de la photodiode utilisée comme fréquence NEW FOCUS 141450

La photodiode sous test est la photodiode PDCS20T (figure 4.2) qui est donnée avec une fréquence de coupure à 20 GHz selon le fournisseur. Elle est polarisée à travers les bras de l'analyseur de réseaux à -2,5 V.

La zone active a une surface de 20$\mu$m x 20$\mu$m que l'on balaie avec un pas de 4 $\mu$m suivant les deux différents axes.

Nous regardons dans un premier temps l'évolution du photocourant pour une puissance optique de 0 dBm afin de traduire directement la responsivité en question. Les résultats sont présentés en figure 4.9. On peut noter un maximum de photocourant à 0,779 mA et on obtient un photocourant supérieur à 0,6 mA sur 44 % de la surface éclairée.

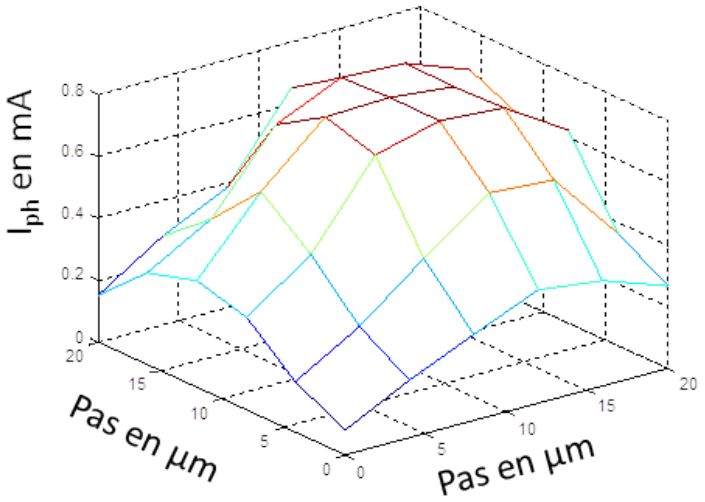



FIGURE 4.9: $i_{ph}$ à -3 dB de la photodiode PDCS20T en fonction de la position en X et en Y de la zone d'éclairement

La figure 4.10 montre cette fois-ci l'évolution de la fréquence de coupure à -3dB de la photodiode. Nous pouvons noter que celle-ci n'évolue pas de façon significative en fonction de la position de la fibre à moins de se rapprocher fortement des bords de la zone active. Elle est quasi constante et ne suit pas la variation du photocourant.

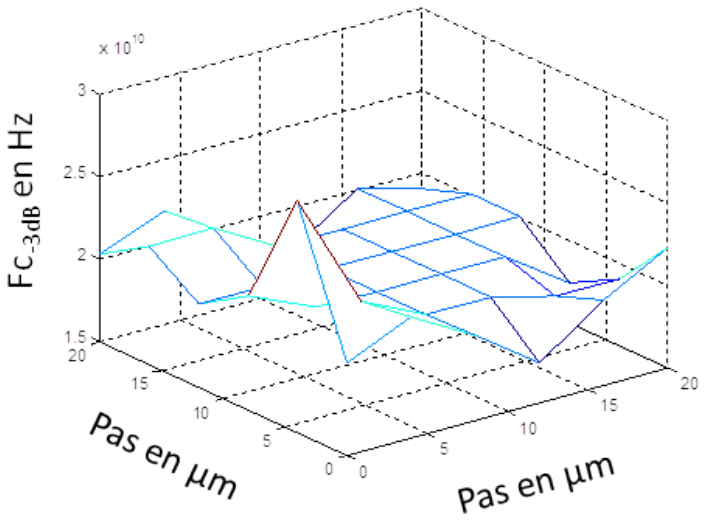



FIGURE 4.10: $f_c$ à -3 dB de la photodiode PDCS20T en fonction de la position en X et en Y de la zone d'éclairement

La figure 4.11 montre l'évolution du gain optique-microonde de la photodiode à la fréquence de coupure. Celui-ci varie de la même façon que le photocourant.

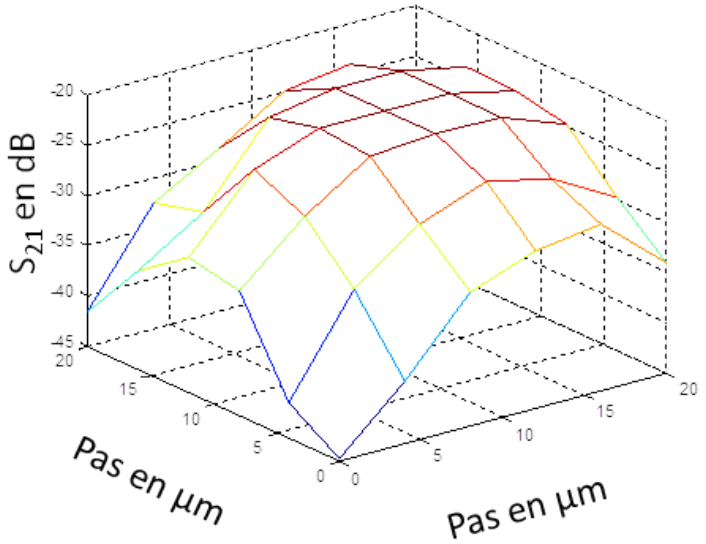



FIGURE 4.11: $S_{21}$ à -3 dB de la photodiode PDCS20T en fonction de la position en X et en Y de la zone d'éclairement

Malgré le fait que l'on ait une zone active de 20$\mu$m x 20$\mu$m et que la taille de spot de la fibre lentillée soit d'environ de 5 $\mu$m, la photodiode ne fournit pas une responsivité constante sur toute cette zone. L'alignement du signal optique sur la photodiode peut avoir une forte influence sur la gain pouvant aller jusqu'à $\pm$10 dB pour $\pm$5$\mu$m de précision d'alignement.

### 4.1.3 Synthèse

Nous avons montré dans cette section deux des principales caractéristiques utiles pour caractériser une photodiode : celle en réflexion et celle en bande passante.

La caractéristique en réflexion est décrite à travers le $|S_{22}|$ sur une charge 50$\Omega$, cela permet de connaître l'impédance présentée en entrée du TIA et ainsi permettre la conception du transformateur d'impédance entre la photodiode et le transistor utilisé dans le TIA. Pour réaliser cette mesure on utilise un analyseur de réseaux avec une calibration SOLT sur le port 2 de l'instrument. On mesure ce paramètre pour différentes tensions de polarisation avec la photodiode 1915DC, cette mesure permet d'élaborer un modèle équivalent associé à cette photodiode.

La seconde caractéristique qui nous intéresse est la bande passante à travers la mesure du $|S_{21}|$ et l'estimation de la fréquence de coupure à -3 dB. La mesure se fait en deux étapes : la première est la calibration du banc à l'aide d'une photodiode de référence qui nous permet ensuite, dans la mesure du lien comprenant notre photodiode, d'extraire la caractéristique du laser et ainsi obtenir la réponse de la photodiode sous test, ici la PDCS20T. Nous avons aussi, dans le cadre de cette mesure, observé l'influence de la zone éclairée sur la fréquence de coupure à -3dB et le gain. On note que la fréquence de coupure est indépendante de la précision d'alignement, mais la responsivité en est fortement dépendante.

## 4.2 Caractérisation du photorécepteur

Cette section s'intéresse à la caractérisation des photorécepteurs complets. On entend par là l'ensemble photodiode, transformateur d'impédance sur une charge 50 $\Omega$ et TIA. Dans un premier temps le photorécepteur est caractérisé en bande passante, puis en bruit au travers de la densité de courant de bruit équivalente ramenée en entrée.

### 4.2.1 Caractérisation des circuits issus du RUN 1

Dans cette section, nous caractérisons les circuits de type TIA 2 réalisés lors du premier RUN. Après le retour des puces MMIC issues du RUN 1, VWA50037XX et VWA5000037XX, des tests ont été effectués et des écarts entre les mesures et les simulations sont notés. Notamment un décalage de la bande passante et surtout des oscillations autour de 22 GHz. Dans un premier temps, nous mesurons les instabilités de ce circuit, nous proposons ensuite une étude et une analyse de ces instabilités afin de proposer des solutions pour exploiter ces circuits.

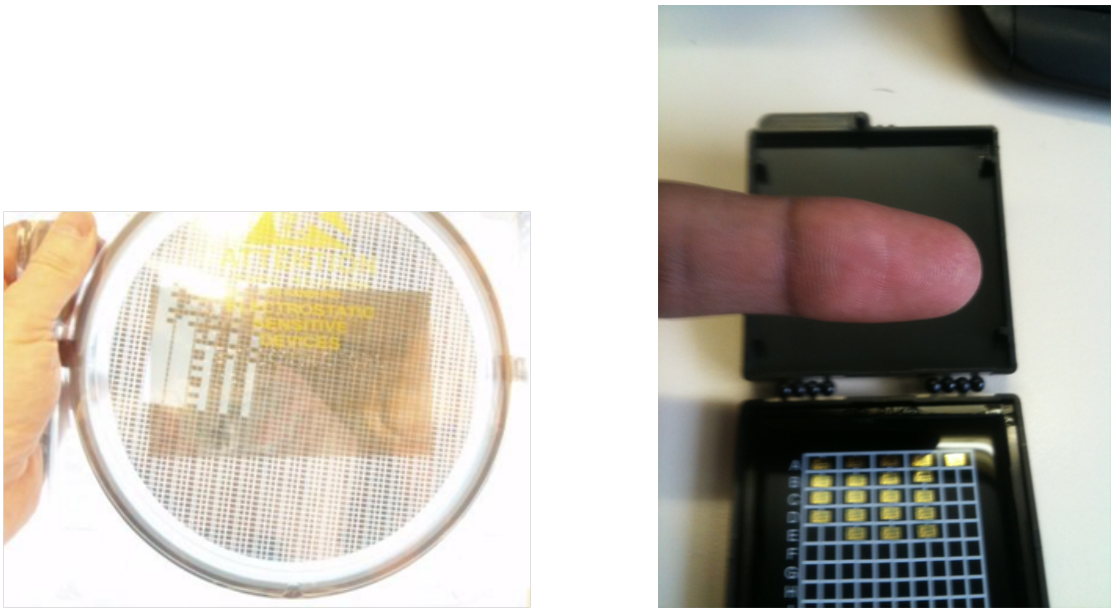


FIGURE 4.12: Photo d'un wafer comprenant différent TIA sur la technologie PL1510 et une série de puce TIA après découpage

La figure 4.12 montre deux photos qui correspondent au wafer issu du premier run comprenant différents TIA réalisés sur la technologie PL1510 de WIN à partir de la conception faite dans le chapitre précédent. Sur ce wafer nous avons réalisé 8 variations du circuit TIA 2. Nous avons conçu ce circuit pour les bandes passantes 2,9 GHz-3,4 GHz et 3,7-4,3 GHz. Nous avons aussi considéré deux photodiodes : 1915DC ($TIA2_{B1T1v1}$ et $TIA2_{B2T1v1}$) et PDCS32T ($TIA2_{B1T2v1}$ et $TIA2_{B2T2v1}$). Pour la 1915DC nous avons prévu une version considérant une capacité parallèle plus élevée que celle prise en compte depuis lors, car pour certaines séries de ce modèle cette capacité est plus élevée ($TIA2_{B1T1v2}$ et $TIA2_{B2T1v2}$). Pour finir nous avons réalisé une version ayant pour but de corriger les dispersions à travers le câblage des plot d'accèss ($TIA2_{B1T2v2}$ et $TIA2_{B2T2v2}$). Les TIAs de type 1 ne prennent pas en compte les deux points précédents. Le type 2 les prend en compte. On a aussi considéré deux dimensions de circuit : 2x2 (version 1) et 2x3 (version 2). Ces circuits sont répertorié dans le tableau 4.1.

TABLEAU 4.1: Codification des circuits issus du RUN 1

| Dénomination du circuit | Code circuit | version | type | Bande passante (GHz) |
|---|---|---|---|---|
| $TIA2_{B1T1v1}$ | VWA50037AAAA | 1 | 1 | $2,9-3,4$ |
| $TIA2_{B2T1v1}$ | VWA50037ABAA | 1 | 1 | $3,7-4,3$ |
| $TIA2_{B1T2v1}$ | VWA5000037AAAA | 2 | 1 | $2,9-3,4$ |
| $TIA2_{B2T2v1}$ | VWA5000037ABAA | 2 | 1 | $3,7-4,3$ |
| $TIA2_{B1T1v2}$ | VWA50037BAAA | 1 | 2 | $2,9-3,4$ |
| $TIA2_{B2T1v2}$ | VWA50037BBAA | 1 | 2 | $3,7-4,3$ |
| $TIA2_{B1T2v2}$ | VWA5000037BAAA | 2 | 2 | $2,9-3,4$ |
| $TIA2_{B2T2v2}$ | VWA5000037BBAA | 2 | 2 | $3,7-4,3$ |

Pour montrer la caractérisation en bande passante et en réflexion, nous utilisons le circuit $TIA2_{B1T1v2}$ utilisé avec la photodiode 1915DC. La figure 4.13 montre le layout de ce TIA réalisé sous Momemtum-ADS et la figure 4.14 montre une photo du circuit après sa réalisation. Ces figures montrent la fidélité entre la conception et la réalisation en terme de dessin.

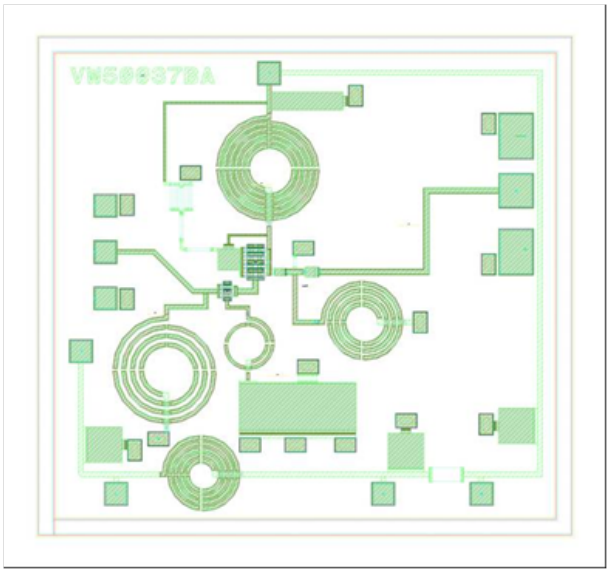


FIGURE 4.13: Layout du $TIA2_{B1T1v2}$

#### 4.2.1.1 Mesures des instabilités

Les circuits sont mesurés en connectant le circuit, alimenté, directement sur un analyseur de spectre pour ainsi mesurer la densité spectrale de puissance. Dans cette configuration le circuit n'a pas de photodiode connectée.

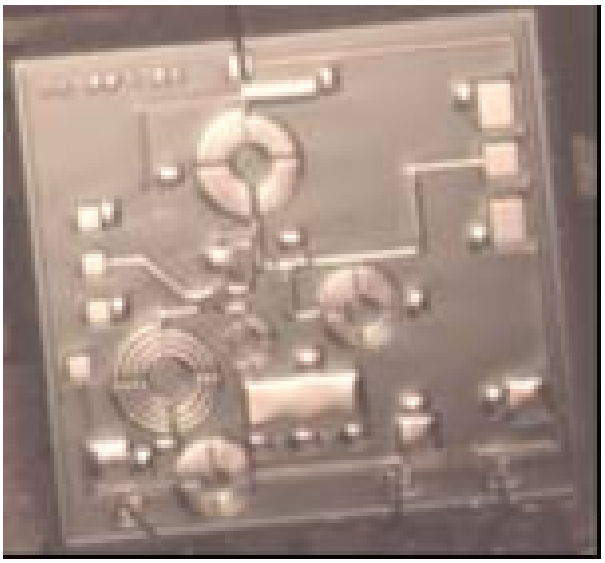


FIGURE 4.14: Photo du $TIA2_{B1T1v2}$

Les figures 4.15 à 4.19 montrent les mesures des densités spectrales de puissance en sortie de trois versions du circuit TIA 2 chargés directement sur l'analyseur de spectre. On voit clairement que les circuits génèrent des oscillations. Ces oscillations rendent le circuit inexploitable dans cette configuration. Les raies vont jusqu'à -60 dBm. Elles peuvent générer des raies à travers les oscillateurs locaux présents dans un analyseur de réseau et venir empêcher la caractérisation du circuit. De plus ces raies peuvent perturber les autres composants de la chaine dans laquelle ce TIA sera inséré dans le cadre du module PRI6G. Ces raies entrainent également une hausse de la consommation du TIA. En somme les circuits sont difficiles à exploiter dans le projet. Cependant nous proposons dans la suite de cette section deux solutions pouvant être envisagées afin de pouvoir les utiliser néanmoins. Avant cela, nous analysons dans la sous-section suivante les origines de ces instabilités. Malgré tout, les figures 4.16 à 4.20 montrent que les paramètres $S$ mesurés sur 50Ω se rapprochent de ceux obtenus par simulation.

#### 4.2.1.2 Analyse de l'instabilité

L'instabilité ne vient pas d'une version du circuit en particulier mais de la conception du circuit en général. C'est pourquoi nous repartons vers la conception pour analyser cette instabilité. Dans cette section nous considérons la version $TIA2_{B2T2v1}$ réalisé afin d'en analyser en profondeur la stabilité. Nous sélectionnons cette version car ses dimensions ainsi que la photodiode utilisée rendent son exploitation plus aisée. La fenêtre d'analyse prise en compte lors de la conception était comprise entre 0 GHz et 20 GHz initialement or comme vu au chapitre 3, les instabilités apparaissent au delà de cette fréquence. On rappelle que le circuit est composé de deux transistors, le premier est monté en source

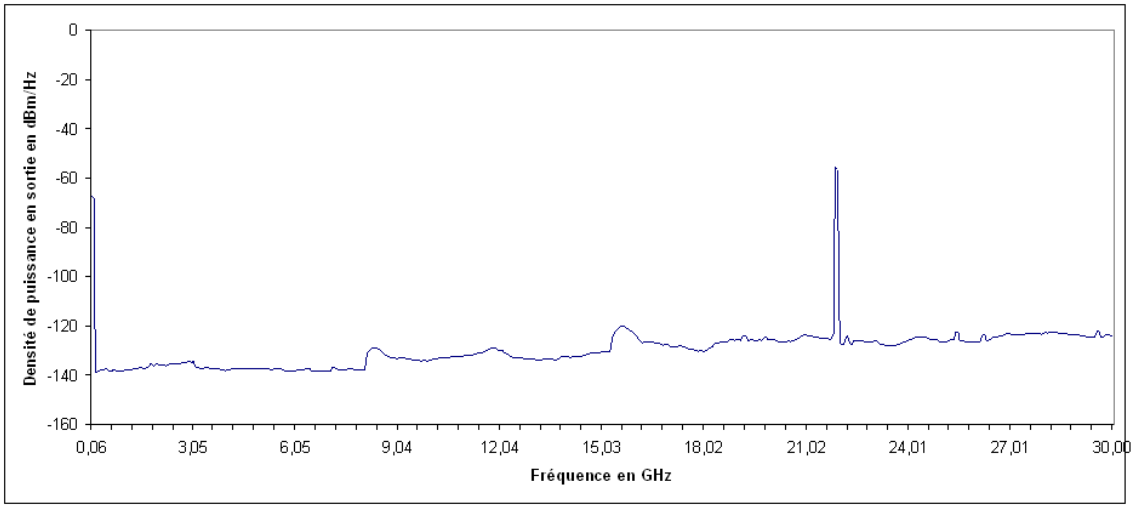



FIGURE 4.15: Mesures de la densité de puissance en sortie du $TIA2_{B1T1v2}$ polarisé à 5V entre 40 MHz et 30 GHz et chargé par 50 Ω en l'absence de signal d'entrée

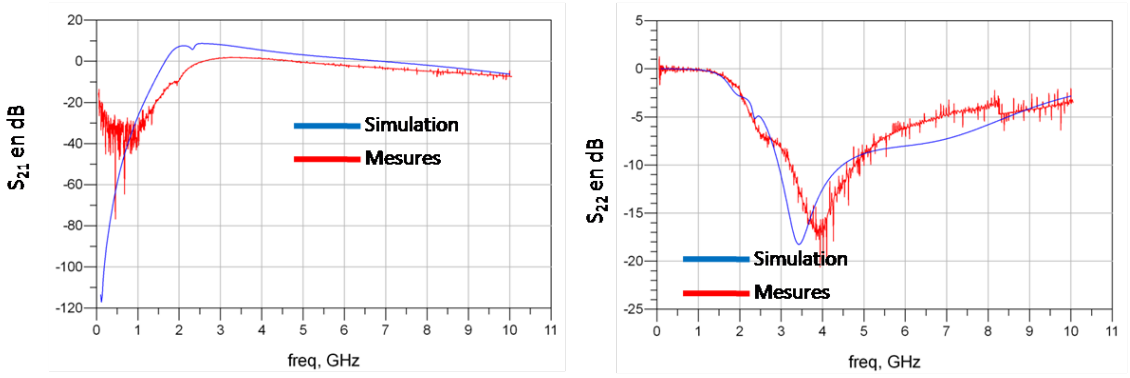



FIGURE 4.16: Mesures du $|S_{21}|$ et $|S_{21}|$ du circuit $TIA2_{B1T1v2}$ polarisé à 5V entre 0 GHz et 10 GHz et entre 2,9 et 3,4 GHz

commune et le second permet de réaliser une polarisation active du premier permettant ainsi de contrôler la tension de drain du transistor en source commune du fait de la tension d'alimentation élevée. On rappelle aussi que la stabilisation du circuit est réalisée à travers une contre-réaction résistive entre le drain et la source du circuit et une inductance de dégénérescence dans la source.

La figure 4.21 montre le facteur K et le facteur B jusqu'à 40GHz. On voit deux instabilités potentielles : la première autour de 26 GHz que l'on a retrouvée lors des mesures et une seconde autour de 31 GHz qui est au delà de la bande passante de l'analyseur de spectre utilisé (30GHz). Pour savoir si cette instabilité se situe en entrée ou en sortie nous regardons les cercles de stabilité aux deux fréquences identifiées.

La figure 4.22 montre les cercles de stabilité à 25,9GHz et à 31,2GHz et on voit très bien que dans les deux cas l'instabilité potentielle se situe en sortie. En regardant plus finement on voit que dans le circuit de polarisation active, la capacité de découplage crée

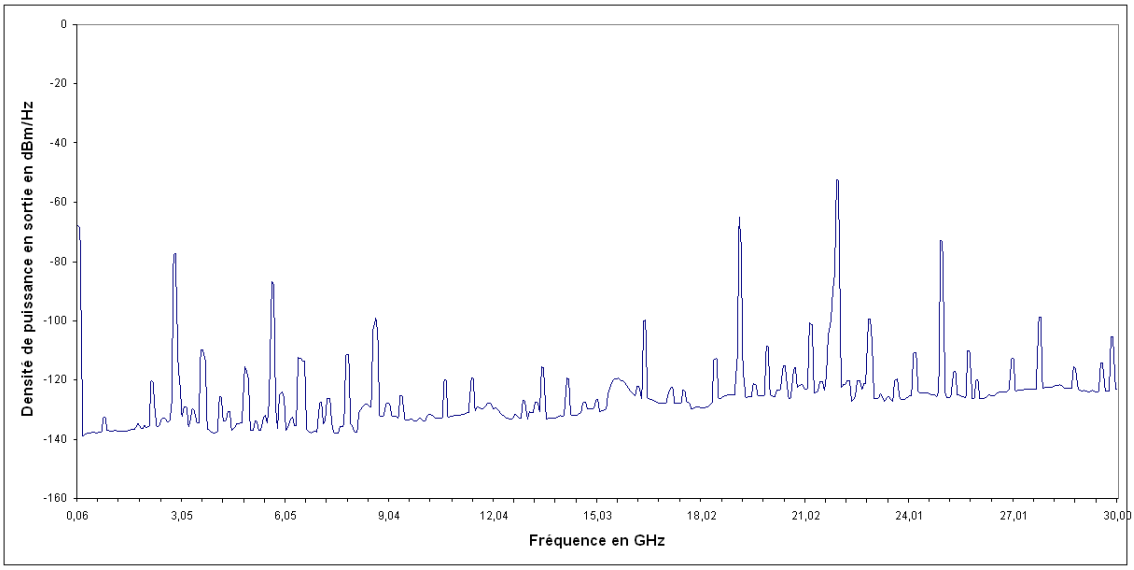



FIGURE 4.17: Mesures de la densité de puissance en sortie du $TIA2_{B2T1v1}$ polarisé à 5V entre 40 MHz et 30 GHz et chargé par 50 Ω en l'absence de signal d'entrée

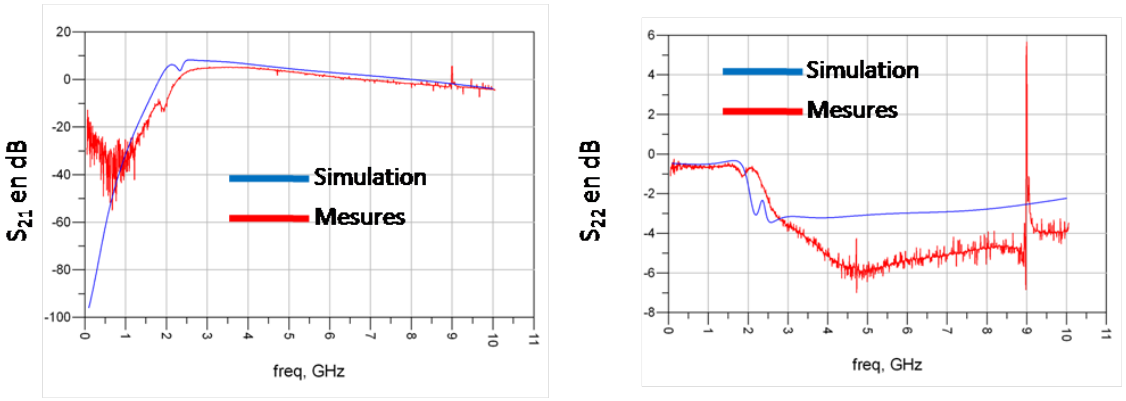



FIGURE 4.18: Mesures du $|S_{21}|$ et $|S_{21}|$ du circuit $TIA2_{B2T1v1}$ polarisé à 5V entre 0 GHz et 10 GHz et entre 3,7 et 4,3 GHz

un circuit résonnant avec la ligne de transmission qui la suit venant ainsi rendre instable le transistor en source commune.

#### 4.2.1.3 Solution proposée pour utiliser les circuits malgré l'instabilité

Pour exploiter les circuits malgré le fait que ceux-ci soit instables nous proposons deux solutions. La première consiste à réaliser un dispositif qui viendrait modifier l'impédance de sortie de circuit afin de lui présenter une impédance telle que le circuit ne génère pas d'oscillation. La seconde consiste à sous-polariser le dispositif. En effet, pour une certaine tension de polarisation, le circuit dispose de moins de gain et ne génère plus d'oscillation. L'utilisation des circuits dans ces configurations a pour but de pouvoir mettre en avant la

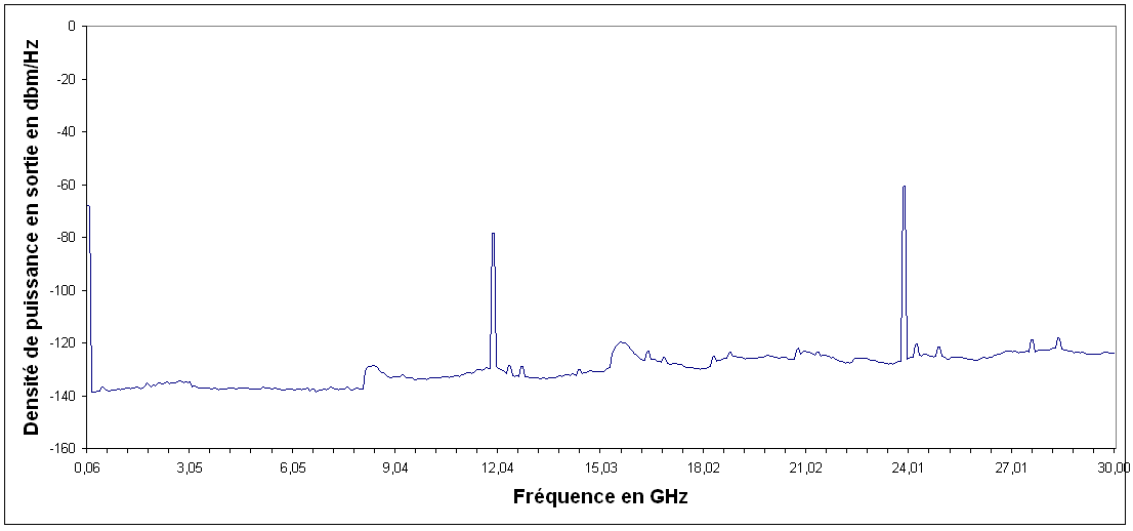



FIGURE 4.19: Mesures de la densité de puissance en sortie du $TIA2_{B1T1v1}$ polarisé à 5V entre 40 MHz et 30 GHz et chargé par 50 Ω en l'absence de signal d'entrée

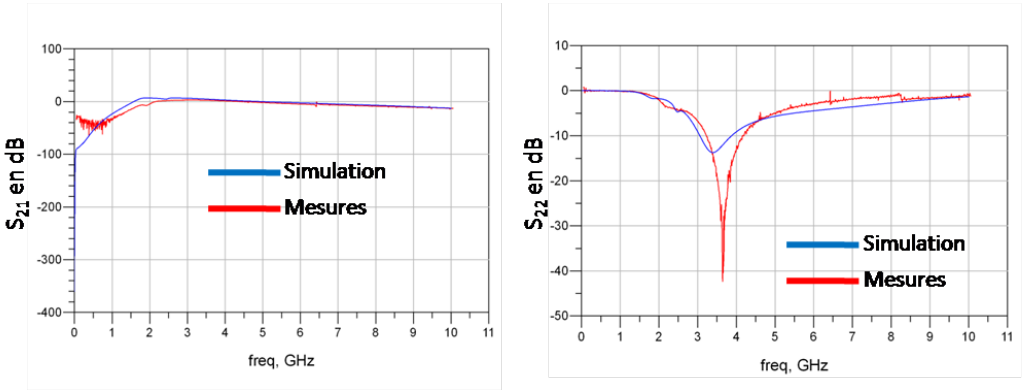



FIGURE 4.20: Mesures du $|S_{21}|$ et $|S_{21}|$ du circuit $TIA2_{B1T1v1}$ polarisé à 5V entre 0 GHz et 10 GHz et entre 2,9 et 3,4 GHz

concordance entre la simulation et la mesure et ainsi se rassurer dans l'approche utilisée pour la conception de futurs TIAs.

La première solution consiste à exploiter la stabilité conditionnelle du circuit. La figure 4.23 montre le synoptique de la solution proposée. Le photorécepteur est alors constitué de la photodiode, du TIA alimenté sous 5 V et d'un circuit passif en sortie chargé sur 50Ω. Le circuit passif est réalisé sur une alumine de 123 $\mu$m d'épaisseur. Il est utilisé pour stopper l'oscillation et est composé d'une cellule contenant une capacité parallèle et deux inductances séries. On rajoute aussi une résistance de faible valeur (environ 2 Ω) en série à la capacité. Les éléments sont discrets et sont réalisés à partir de composants CMS (Composants Montés en Surface) reportés sur l'alumine. Leurs valeurs sont reportées au tableau 4.2 et le schéma électique de la solution est donnée en figure 4.25. Dans la suite on simule le TIA suivi de ce circuit passif en lui présentant 50 Ω en entrée et en sortie afin d'analyser la stabilité.

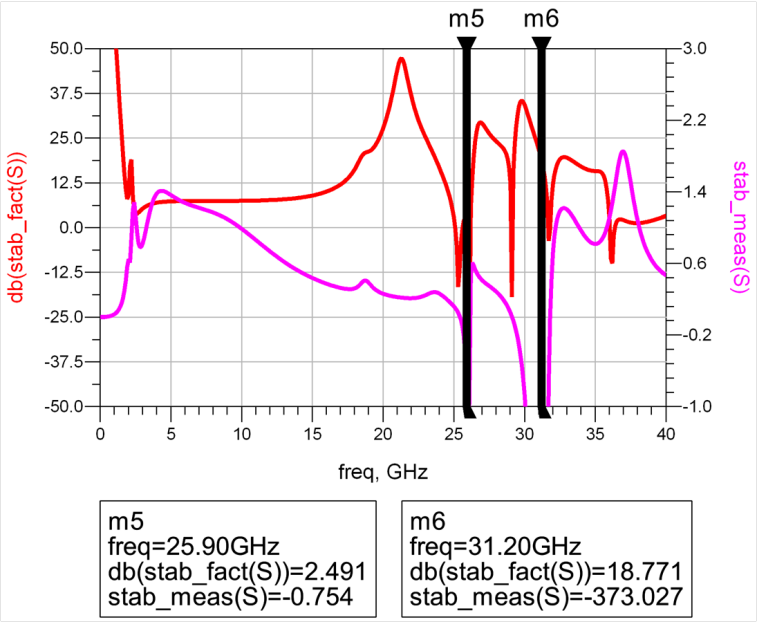



FIGURE 4.21: Facteur K et B du circuit VWA5000037AB polarisé à 5 V entre à et 40GHz

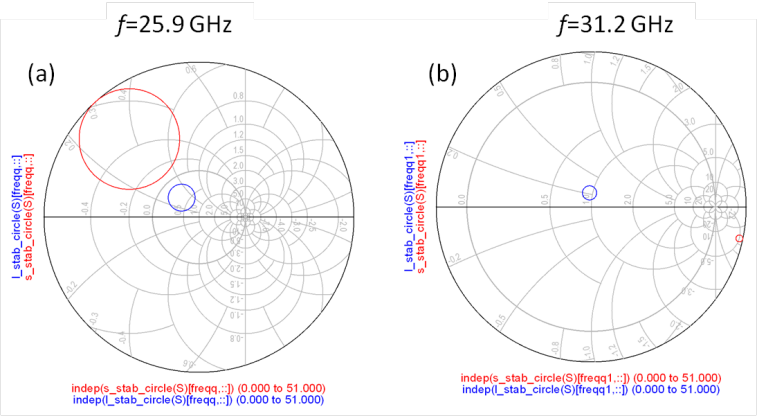



FIGURE 4.22: (a) Cercles de stabilité en entrée (en rouge) et en sortie (en bleu) à 25,9 GHz et (b) à 31,2 GHz

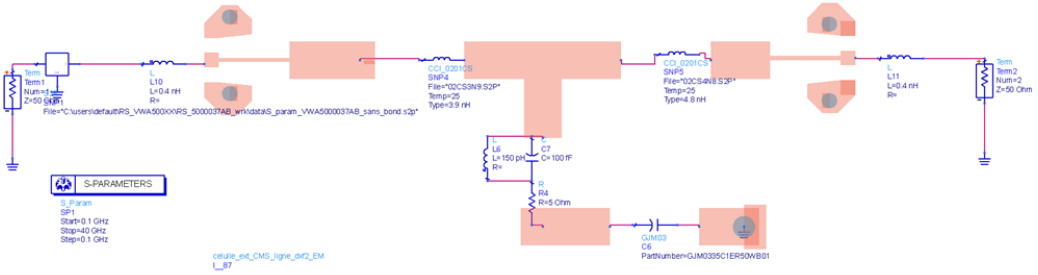



FIGURE 4.23: Synoptique de la solution de stabilisation externe du TIA sur alumine

La figure 4.24 montre les cercles de stabilité entre 0 et 40 GHz avec et sans le circuit passif en sortie. Les cercles montre que lorsque le TIA est seul, nous avons un cercle de stabilité en sortie qui passe par 50 Ω. Cela signifie que lorsque le circuit est chargé sous

50 Ω celui-ci est instable, de manière cohérente avec les mesures effectuées. Par contre lorsque l'on rajoute le circuit passif en sortie, l'ensemble reste conditionnellement stable avec des cercles de stabilité qui s'éloignent de la charge 50 Ω. On peut alors envisager de réaliser des mesures de cet ensemble.

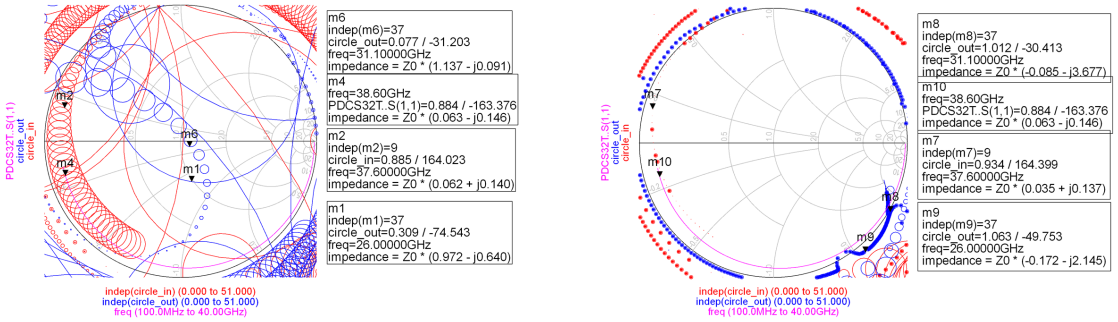



FIGURE 4.24: (a) Cercles de stabilité en entrée et en sortie du TIA sans le circuit externe en simulation- (b) Cercles de stabilité en entrée et en sortie du TIA avec le circuit externe en simulation

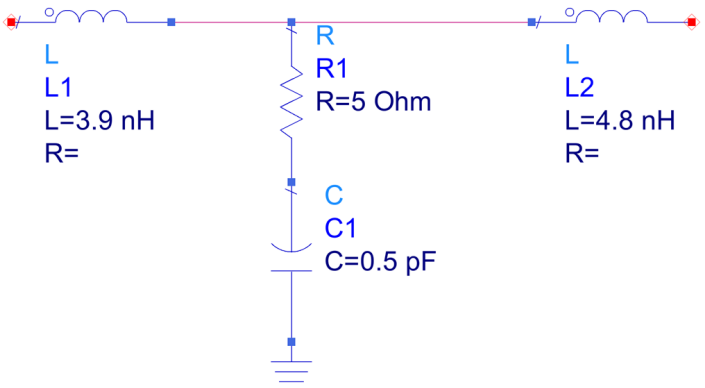



FIGURE 4.25: Circuit électrique de la solution de stabilisation externe du TIA

TABLEAU 4.2: Dimensionnement des éléments CMS

| Composants | Valeurs | Fournisseurs | Référence |
|---|---|---|---|
| $L_1$ | 3,9 nH | Coilcraft | 02CS3N9 |
| $L_2$ | 4,8 nH | Coilcraft | 02CS4N8 |
| $R_1$ | 5 Ω | Kamaya | - |
| $C_1$ | 0,5 pF | Murata | GJM0335C1ER50WB01 |

Il existe toutefois un point très négatif à ce circuit : la sensibilité. En effet le circuit sensé mettre fin à l'instabilité dévie très rapidement avec la valeur des éléments. Pour pouvoir utiliser ce circuit pour stopper les oscillations, les composants doivent être très précis, précision que l'on n'a pas avec des éléments CMS surtout aux fréquences qui nous intéressent. Aussi les éléments CMS sont sensibles à la manière dont ils sont reportés sur les pistes ce qui vient rajouter un autre niveau d'imprécision. Au final cette solution

n'est pas viable pour permettre l'utilisation de ces TIA instables. Les mesures sont très infructueuses.

La deuxième solution consiste à réduire la polarisation des transistors. Elle sera présentée dans le paragraphe suivant car elle permet la mesure en bande passante du photorécepteur.

### 4.2.2 Mesures des paramètres "S"

Dans cette sous-section nous caractérisons les paramètres S du photorécepteur en s'intéressant ici à la bande passante ($|S_{21}|$) et à la l'adaptation en sortie ($|S_{22}|$). Ces mesures sont réalisées en sous polarisation du TIA. Il est montré qu'une polarisation en dessous de 1,3V réduit suffisamment la réserve de gain du circuit pour le rendre stable. 1,3V correspond à la tension maximum que l'on peut appliquer pour éviter les oscillations.

Ici, nous présentons des mesures du photorécepteur monté en boitier comprenant la photodiode et le TIA. Nous utilisons un connecteur optique en entrée et une sortie SMA vers la charge 50 Ω (figure 4.26).

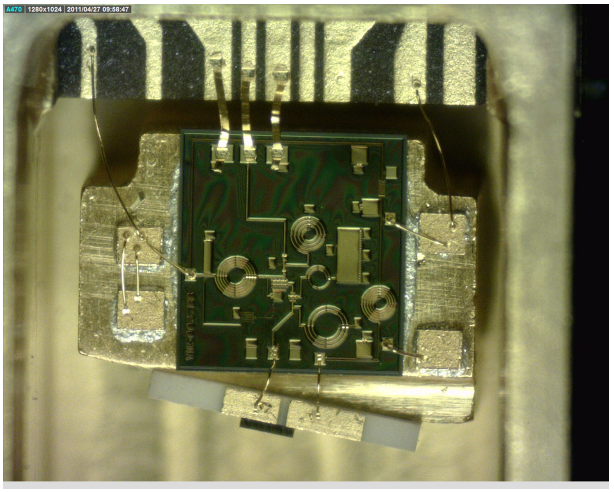


FIGURE 4.26: Photo du TIA VWA50037BA monté dans son boitier avec la photodiode 1915DC

Pour mesurer le photorécepteur complet, nous nous appuyons essentiellement sur le banc de mesure présenté figure 4.6. Nous avons vu en figure 4.9 que le photocourant détecté dépend de la position de la source optique. Ici nous présentons des mesures de photorécepteurs monté en boitier. L'alignement de la fibre est mécaniquement fixé afin d'obtenir une responsivité de 0,72 A/W. Il s'agit de la valeur mesurée une fois le couplage effectué entre la fibre et la photodiode.

Nous présentons deux mesures. La figure 4.27 montre le $|S_{21}|$ normalisé par rapport à son maximum entre 0 et 40 GHz à la fois en mesure et en simulation. Les deux résultats

coïncident à basses fréquences. Par contre, à hautes fréquences au delà de 10 GHz, on observe les effets du boitier.

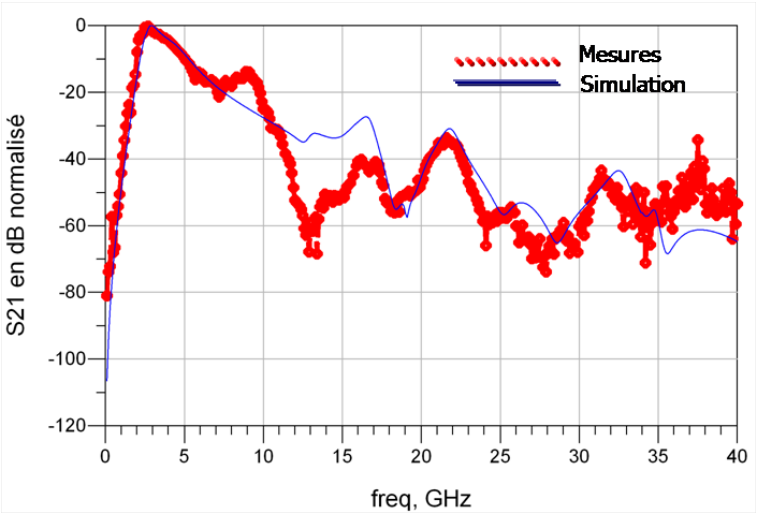



FIGURE 4.27: $|S_{21}|$ normalisé au maximum en dB entre 0 et 40 GHz à la fois en simulation et en mesure du photrécepteur monté en boitier

Sur la figure 4.28, nous voyons sur ces simulations que la baisse de la polarisation entraine une perte de 0,7 dB sur le gain. On peut estimer que le boitier aussi à une influence sur le gain du photorécepteur.

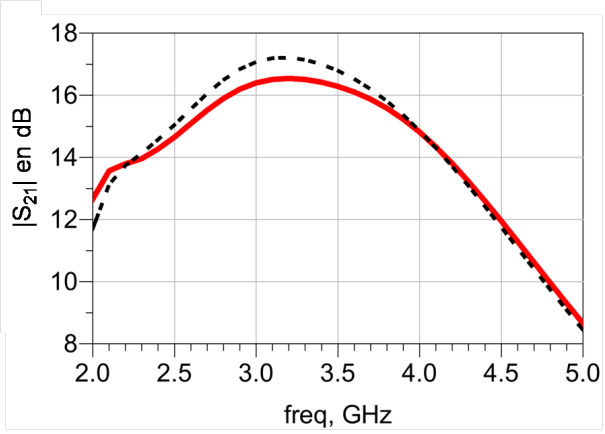



FIGURE 4.28: $|S_{21}|$ en dB du TIA 2 simulé en comparant les polarisations 1,3V et 5V

La figure 4.29 montre le $|S_{22}|$ obtenu à la fois en mesure et en simulation entre 0 et 40 GHz. Cette mesure renforce l'observation de l'influence du boitier car l'on voit très bien la différence au niveau de l'adaptation de sortie à partir de 10 GHz. Nous obtenons un très bon accord entre mesures et résultats de simulation. Ceci valide notre conception.

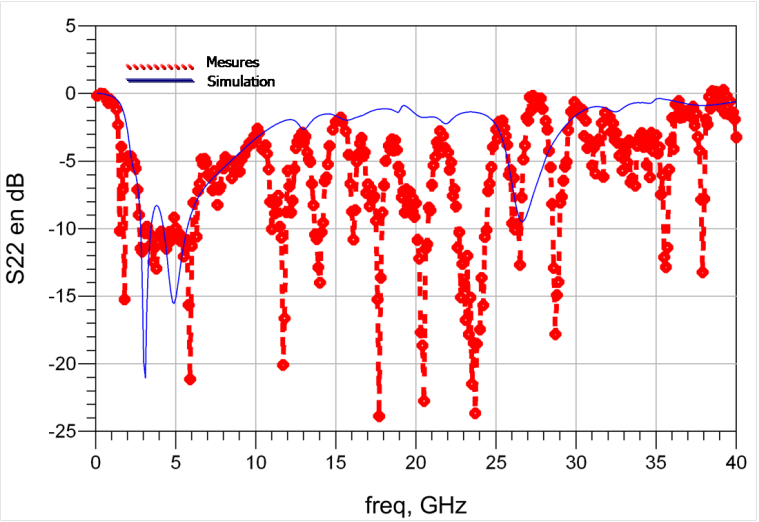



FIGURE 4.29: $|S_{22}|$ dB entre 0 et 40 GHz à la fois en simulation et en mesure du photrécepteur monté en boitier

### 4.2.3 Mesures en bruit du photorécepteur

Dans cette section nous montrons comment caractériser un photorécepteur en bruit. Nous présentons ici le banc de mesure utilisé. Nous utilisons l'analyseur de spectre HP8563E. Cet instrument, accompagné d'un préamplificateur, permet la mesure de la densité spectrale de puissance dans une bande de fréquence donnée. A partir de la densité spectrale de puissance nous extrayons la donnée de densité de courant de bruit en entrée.

Pour ce faire, on comprend très bien qu'une information est nécessaire en plus de la densité spectrale de puissance en sortie, à savoir le gain du photorécepteur. Au final la mesure est décomposée en plusieurs étapes. Dans un premier temps on présente la chaine sans source optique en alimentant la photodiode ainsi que le TIA afin d'extraire la densité spectrale de bruit, du photorécepteur. Une seconde mesure utilisant une source optique permet de connaitre le gain du photorécepteur et ainsi permet de remonter au courant de bruit en entrée. Nous utilisons ainsi le même principe que celui utilisé en simulation et présenté dans le chapitre 3. Les équations (4.3), (4.4) et (4.5) montrent comment extraire l'information de densité équivalente de courant de bruit en utilisant ce banc de mesure. L'équation (4.3) présente la puissance de bruit en sortie du système composé du photorécepteur, du préamplificateur et de l'analyseur de spectre électrique (ESA).

$$P_{Rx,bruit,sortie,W} = P_{Rx+PrAmp+ESA,W} - P_{PrAmp+ESA,W} \tag{4.3}$$

avec $P_{Rx,bruit,sortie,W}$ la puissance de bruit en sortie du photorécepteur seul, $P_{Rx+PrAmp+ESA,W}$ la puissance de bruit de l'ensemble photorécepteur, préamplificateur et analyseur de

spectre et $P_{PrAmp+ESA,W}$ l'ensemble préamplificateur et analyseur de spectre. L'équation en déduit la puissance de bruit à l'entrée du photorécepteur en soustrayant le gain du photorécepteur à sa puissance de bruit en sortie. Considérant la représentation optique-microonde, on peut écrire la densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée comme :

$$P_{Rx,bruit,entre,W} = \frac{P_{Rx,bruit,sortie,W}}{Gain_{Rx,linaire}} \tag{4.4}$$

Avec $P_{Rx,bruit,entre,W}$ la puissance de bruit en entrée du photorécepteur, $Gain_{Rx,linaire}$ le gain linéaire du photorécepteur.

$$|i_{eq}| = \sqrt{\frac{P_{Rx,bruit,entre,W}}{50}} \tag{4.5}$$

Le préamplificateur doit présenter un gain suffisant, de sorte que le bruit du photorécepteur alors amplifié soit supérieur au bruit de l'ESA. La figure 4.30 illustre les différentes étapes à effectuer pour extraire la densité de courant de bruit ramenée en entrée du photorécepteur.

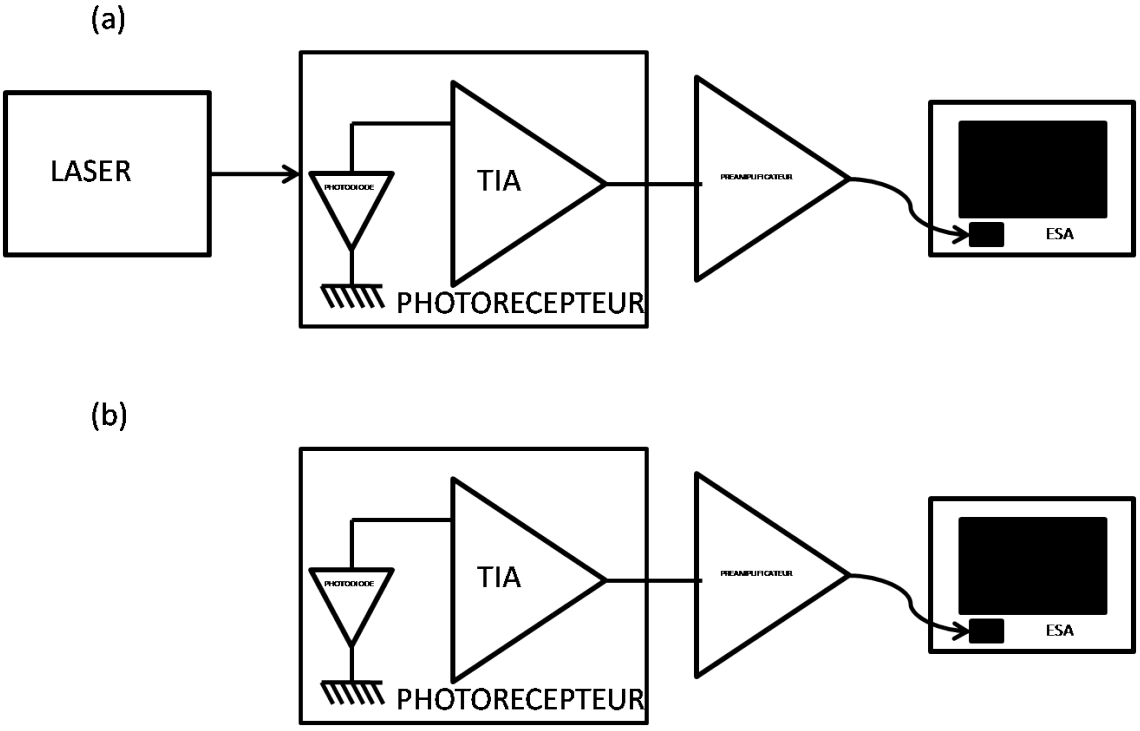



FIGURE 4.30: Banc de mesure de bruit d'un photorécepteur - (a) Banc de mesure de la densité de puissance en sortie avec éclairement - (b) Banc de mesure de la densité de puissance en sortie sans source optique

La figure 4.31 montre les résultats obtenus par simulation et en mesure du bruit photorécepteur polarisé à 1,3 V entre 2,5 GHz et 5 GHz. On observe une densité équivalente de courant de bruit moyenne de 5 pA/$\sqrt{Hz}$ avec un maximum à 7 pA/$\sqrt{Hz}$. Cette mesure montre la zone de minimum de bruit décalée par rapport aux simulations. Le niveau de bruit est de 3 pA/$\sqrt{Hz}$ à 4,9 GHz, soit dans une bande décalée.

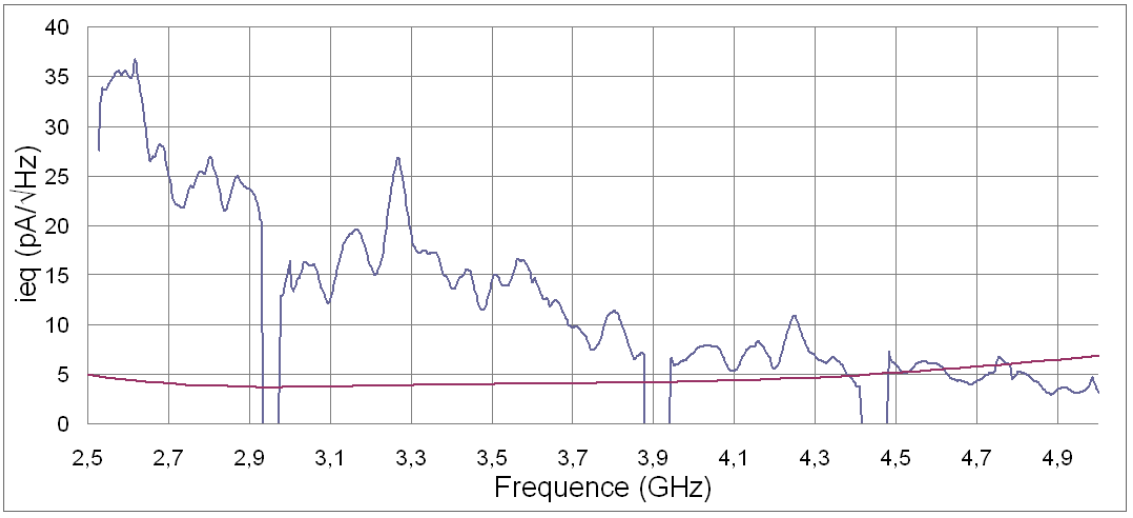



FIGURE 4.31: $i_{eq}$ en pA/$\sqrt{Hz}$ entre 2,5 GHz et 5 GHz obtenu par simulation et mesure

La baisse de la polarisation décale la fréquence centrale vers les hautes fréquences en termes de bruit comme présenté figure 4.32.

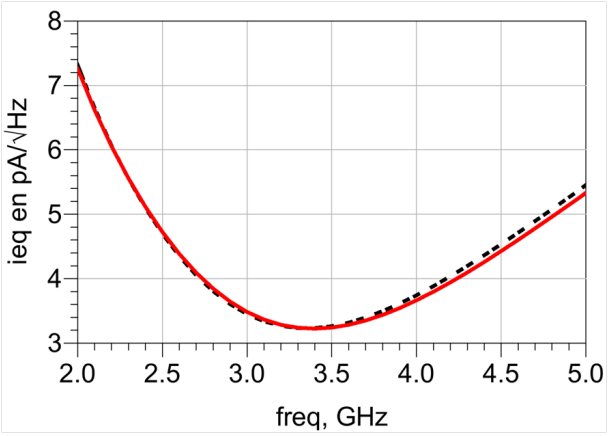



FIGURE 4.32: $i_{eq}t$ en dB du TIA polarisé à 1,3 V et 5 V obtenu par simulation

### 4.2.4 Transimpédance

La transimpédance est un des paramètres clés pour caractériser le photorécepteur. Dans un premier temps, nous présentons le banc de mesure utilisé et dans un second temps, les résultats expérimentaux.

La figure 4.33 montre le banc de mesure. L'analyseur de spectre permet la mesure de la puissance du signal en sortie dans une bande de fréquence donnée. En procédant en deux temps, nous mesurons la densité spectrale de puissance du photorécepteur et le photocourant issu de la photodiode à travers une tension mesurée aux bornes d'une résistance présente à l'intérieur du TIA. Nous extrayons ainsi la donnée de transimpédance comme étant le rapport entre la tension de sortie sur 50Ω divisée par le photocourant fourni par la photodiode. Cette mesure se réalise en petit signal. Dans notre cas on utilise un battement de laser pour générer la fréquence désirée avec un taux de modulation de 1.

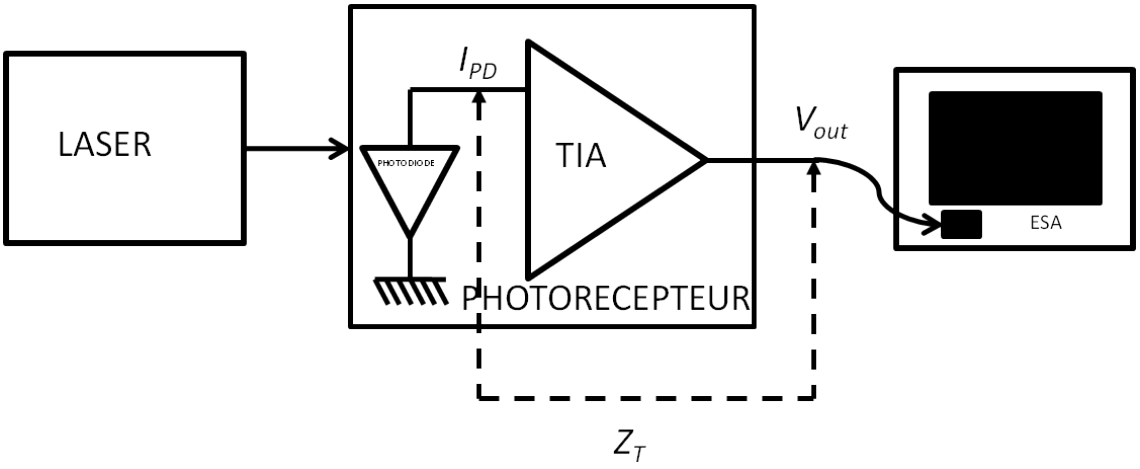



FIGURE 4.33: Banc de transimpédance d'un photorécepteur

Le photorécepteur est mesuré dans cette partie sans boitier, sous pointes, et est polarisé à 1,3 V afin d'éviter les oscillations. La figure 4.34 montre la transimpédance du photorécepteur en fonction de la puissance optique mesuré en sortie du laser pour différents points de fréquence à l'intérieur de la bande passante. Nous obtenons une transimpédance comprise entre 180 Ω pour la borne haute de la bande et 300 Ω pour la borne inférieure de la bande. Cette forte fluctuation est dû au fait que l'on ne soit plus centré dans la bande 2,9 - 3,4 GHz. Le photorécepteur ne garantit pas une transimpédance supérieure à 300 Ω. On rappelle que le photorécepteur n'est pas utilisé dans ses conditions optimales de polarisation.

Les simulations à 5 V donne une transimpédance supérieure à celle mesuré à 51,2dBΩ. La baisse de polarisation dégrade les performances obtenues mais garantit la stabilité.

### 4.2.5 Linéarité

La linéarité du photorécepteur est estimée à travers le point de compression à 1 dB du gain linéaire du photorécepteur.

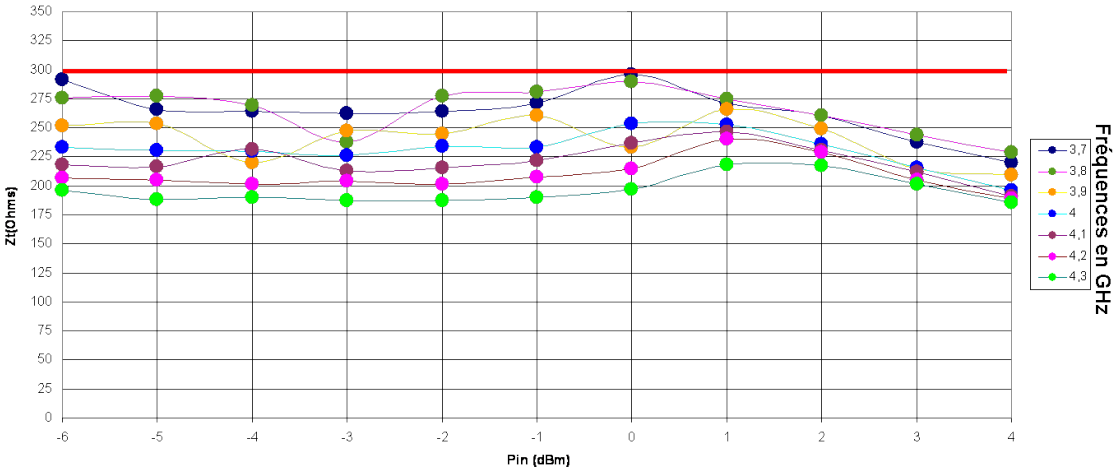



FIGURE 4.34: $Z_T$ en Ω dans la bande passante lorsque le photorécepteur est polarisé à 1,3 V en fonction de la puissance optique mesurée en sortie du laser

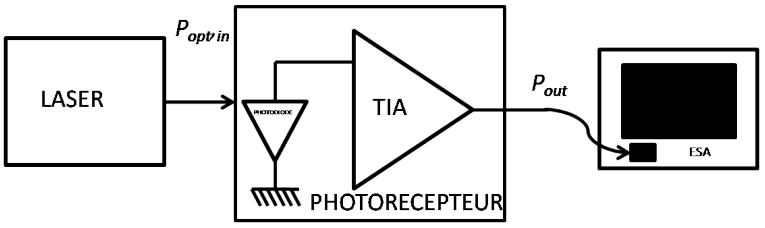



FIGURE 4.35: Banc de mesure de la compression à 1dB du photorécepteur complet

On utilise ici le banc de mesure figure 4.33 utilisé pour mesurer $Z_T$. Dans ce banc on utilise un battement de laser de façon à générer un indice de modulation tel que $m = 1$. On trace ensuite la densité de puissance en sortie en fonction de la puissance optique en entrée en la faisant varier entre -6 et 4 dBm. On mesure et trace en figure 4.36 la courbe de $P_{RF_{out}} = f(P_{opt_{in}})$ du photorécepteur polarisé à 1,3V pour extraire le $P_{1_{dB}}$. Le photorécepteur est mesuré sans boitier, sous pointes, et est polarisé à 1,3 V afin d'éviter les oscillations. On voit que le point de compression à 1 dB dans la bande passante se situe environ à 0 dBm de puissance optique en entrée pour une responsivité de 0,72 A/W. Ce niveau est bas car le photorécepteur est polarisé à 1,3 V. Ce photorécepteur ne respecte pas le cahier des charges de 2dBm contrairement à celui obtenu en simulation sous 5 V. En baissant la tension de polarisation du photorécepteur, on baisse aussi sa linéarité. Ce phénomène est conforme à la simulation présentée en figure 4.37 qui indique une compression à $P_{opt_{in}} = -1dBm$ ?

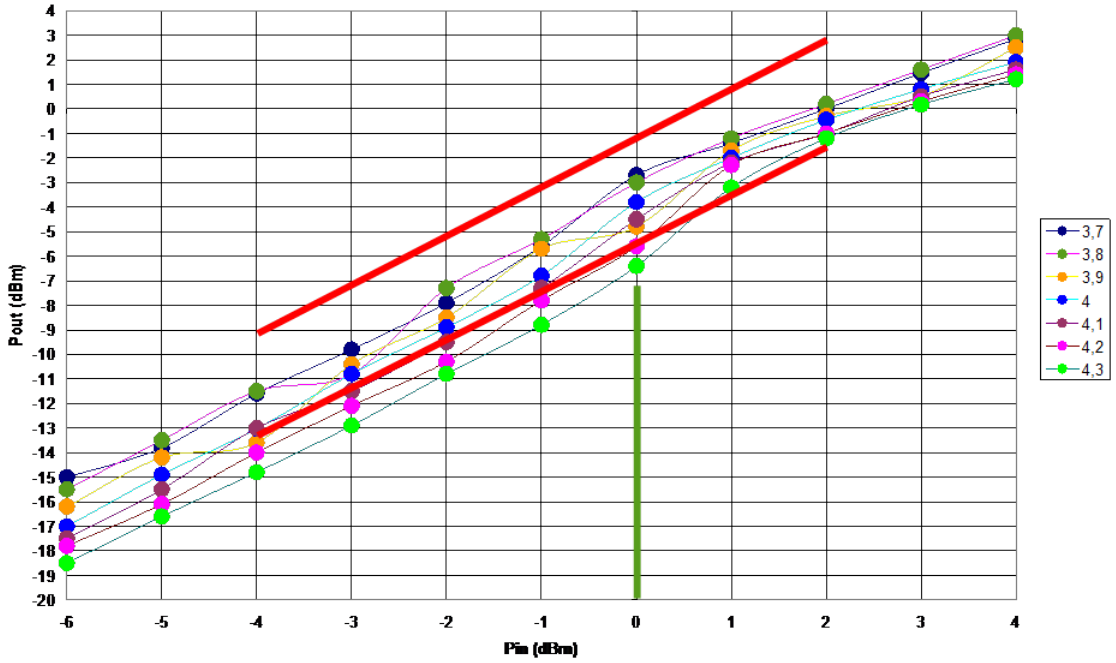



FIGURE 4.36: Courbes $P_{RF_{out}} = f(P_{opt_{in}})$ dans la bande passante lorsque le photorécepteur est polarisé à 1,3 V en fonction de la puissance optique mesurée en sortie du laser

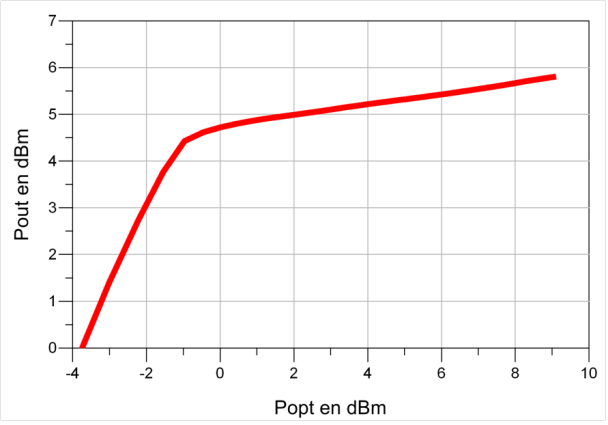



FIGURE 4.37: $P_{RF_{out}} = f(P_{opt_{in}})$ en dBm du TIA polarisé à 1,3 V et 5 V obtenu par simulation

### 4.2.6 Synthèse et Comparaison à l'état de l'art

Dans les sous-sections précédentes, nous avons mesuré les paramètres $S$, la densité de courant de bruit équivalente ramenée en entrée, la transimpédance et la linéarité du photorécepteur. Malgré les oscillations mesurées dans les conditions optimales de polarisation, nous avons pu exploiter les circuits réalisés, notamment en baissant la polarisation. Nous pouvons alors nous permettre de comparer les résultats obtenus à l'état de l'art malgré une utilisation sous optimale.

Le tableau 4.3 établit une comparaison en termes de bande passante, de gain et de bruit. Notre circuit $TIA2_{B1T1v2}$ se positionne de façon compétitive vis-à-vis des autres circuits répertoriés. Nous obtenons, malgré les conditions sous-optimales de polarisation, les meilleures performances atteintes jusqu'à présent dans le domaine des photorécepteurs avec une densité équivalente de courant de bruit ramenée en entrée moyenne de 4,1 pA/$\sqrt{Hz}$ dans la bande 4,4GHz - 5GHz devant d'autres photorécepteurs entre 6,8 et 18 pA/$\sqrt{Hz}$. Le gain est quant à lui plus faible. En effet en baissant la polarisation, on baisse aussi le gain. Le point négatif de ce circuit utilisé dans ces conditions est sa linéarité, due à la sous polarisation. Par rapport à l'état de l'art, aucun n'indique le niveau de compression obtenu.

TABLEAU 4.3: Comparaison des performances du photorécepteurs à l'état de l'art

| Technologie | 0,1 $\mu$m pHEMT | 0,25 $\mu$m BiC-MOS | 0,18 $\mu$m CMOS | 0,18 $\mu$m CMOS | 0,15 $\mu$m pHEMT | 0,18 $\mu$m CMOS | Ce travail à 1.3 V - 0,15 $\mu$m pHEMT |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Bande passante (GHz) | $0-8$ | $0-9$ | $0-9.2$ | $f_c = 5,2$ | $f_c = 10$ | $0-8$ | $f_c = 4,6$ |
| Gain (dB$\Omega$) | 63,3 | 55 | 54 | 56,6 | 64,1 | 53 | 40,4 |
| $i_{eq}$ (pA/$\sqrt{Hz}$) | 6,5 | 14 | 17 | 6,8 | 5,7 | 18 | 4,1 |
| Références | [59] | [59] | [59] | [26] | [59] | [57] | [60] |

Nous avons montré que l'on peut atteindre une adaptation en sortie inférieure à -10dB et de plus que la bande passante peut être obtenue. De plus, nous avons montré une bonne adéquation entre les résultats de mesure et ceux obtenus par simulation en utilisant les outils présentés dans le chapitre 3. Au final malgré une utilisation sous-optimale de notre circuit, cette section montre deux choses. La première est que nous pouvons valider l'étude préliminaire ainsi que la conception effectuée à travers les simulations car les mesures coïncident avec les simulations. La deuxième est de contribuer à l'état l'art en présentant un circuit présentant un $i_{eq}$ record dans la bande visée, malgré la sous polarisation. Le TIA 3 devrait se positionner encore mieux lorsqu'il sera réalisé en créant le premier photorécepteur très faible bruit et haute linéarité dans l'état de l'art.

## 4.3 Conclusion du chapitre

Ce chapitre s'inscrit dans la suite logique du manuscrit en présentant la caractérisation des circuits précédemment conçus. Dans ce chapitre nous avons montré comment caractériser une photodiode dans un premier temps, puis comment faire de même pour un photorécepteur. Ce chapitre montre les résultats expérimentaux d'un photorécepteur avec une bande relative de 15 pourcents compétitif vis-à-vis de l'état de l'art en termes de bruit et de gain, et présentent un record en terme de bruit avec une valeur inférieur à 4,1 pA/$\sqrt{Hz}$ dans la bande 4,4GHz-5GHz.

La caractérisation de la photodiode passe par la mesure de deux grandeurs : le $|S_{22}|$ pour la réflexion et le $|S_{21}|$. La première caractéristique permet d'établir le modèle équivalent de la photodiode qui est, comme nous l'avons vu dans le chapitre 2, la première étape nécessaire dans la conception de TIA. La seconde caractéristique permet de déterminer la bande de fréquences dans laquelle nous pouvons utiliser la photodiode et ainsi garantir une responsivité constante. A partir de cette mesure nous pouvons associer à la photodiode un modèle équivalent électrique. Nous avons présenté le modèle de la photodiode 1915DC à -3V avec principalement une résistance de 5 kΩ mise en parallèle avec une capacité de 100 fF. Le modèle de cette photodiode nous a permis dans le chapitre 2 d'estimer les performances limites en gain et en bruit du photorécepteur à l'aide de la transconductance intrinsèque de la photodiode.

Nous avons fondu un premier circuit qui présente des instabilités hors bande que nous avons mesurées et analysées. Pour pouvoir exploiter le circuit nous avons proposé deux solutions. La première consiste à modifier l'impédance de sortie et ainsi être conditionnellement stable de sorte à pouvoir présenter une charge 50 Ω en sortie. Nous avons ajouter en sortie un circuit passif utilisant des composants CMS. Au final cette solution n'est pas utilisable car elle demande une précision que ce montage ne permet pas. Nous avons alors utilisé une autre solution qui consiste à sous polariser le circuit et ainsi ne plus être instable.

La caractérisation du photorécepteur consiste à estimer les paramètres S permettant également de connaître $Z_T$, et à estimer les performances en bruit. Pour réaliser ces mesures, nous avons effectué une calibration du lien optique en utilisant une photodiode de référence qui permet d'extraire la réponse de la source à la mesure et ainsi obtenir la réponse du photorécepteur. Nous obtenons des résultats expérimentaux qui valident ceux obtenus par simulation. Malgré l'utilisation sous-optimale du photorécepteur, ce dernier se positionne à l'état de l'art avec $Z_T = 40,1dB\Omega$, $i_{eq} = 4,1pA/\sqrt{Hz}$ et $P_{in} = 0dBm$ sur la bande 4,4GHz-5GHz.

Au final les mesures présentées dans ce chapitre viennent renforcer l'approche théorique en montrant des résultats de mesures qui confortent les estimations obtenues par simulation. Les résultats viennent rassurer la conception d'une part mais surtout encourage la réalisation d'un nouveau circuit, actuellement en cours, tirant profit de l'expérience de conception du premier, il s'agit du TIA 3.

# Conclusion et perspectives

Ce travail de thèse a débuté par une analyse de l'état de l'art composée d'une présentation des composants opto-électriques de la chaine de communication. Nous nous sommes focalisés sur les photorécepteurs identifiant les grandeurs caractéristiques nécessaires pour les caractériser. Cela nous a permis de réaliser une comparaison des photorécepteurs présents dans l'état de l'art en fonction des techniques de conception possibles. Nous avons principalement identifié quatre techniques de conception large bande. Un cahier des charges pour la réalisation d'un photorécepteur faible bruit à grande dynamique est précisé avec une densité équivalente de courant de bruit de 5 pA/$\sqrt{Hz}$, 300 Ω de gain transimpédance et un point de compression à 1 dB supérieur à 2 dBm de puissance optique pour un taux de modulation $m = 1$ dans la bande 2,9 GHz - 3,4 GHz. Nous avons considéré le photorécepteur comme étant composé d'une photodiode et d'un transformateur d'impédance afin d'optimiser le gain transimpédance et le bruit. Nous avons fait l'état des différentes technologies actives présentes dans la littérature comparées afin de valider le choix de la technologie utilisée pour concevoir le photorécepteur. Nous avons choisit la technologie PL15X de WINSC sur GaAs. Cette technologie est faible bruit et à une fréquence d'utilisation élevée, de plus cette technologie est connue de l'équipe comme mature.

Nous avons ensuite proposé une analyse du photorécepteur en tant que système, ce qui nous a permis de mettre en évidence les paramètres qui influencent à la fois la transimpédance et la densité équivalente de courant de bruit. Ce travail nous a permis de définir des outils permettant l'estimation des performances limites en bruit et en gain, mais aussi à adapter les cercles à gain constant et à bruit constant aux grandeurs du photorécepteur en définissant des cercles à transimpédance constante et à densité équivalente de courant de bruit constante. Ces cercles permettent de définir la transformation d'impédance à réaliser entre la photodiode et l'entrée du transistor pour réaliser le meilleur compromis entre le gain et le bruit.

Ces outils sont ensuite utilisés sous ADS. Nous modélisons un composant optique-microonde sous un environnement électrique aussi bien en linéaire qu'en non-linéaire. Ce qui nous

permet d'extraire les paramètres petits signaux et grands signaux. Nous proposons alors la conception de trois circuits afin de répondre au cahier des charges. Ces circuits ont été simulés sous l'environnement électrique ADS mais aussi sous l'environnement électromagnétique MOMEMTUM à travers le "layout". Les trois circuits présentés sont compétitfs vis-à-vis de l'état de l'art en terme de bruit mais se situe dans la moyenne basse en terme de transimpédance. Nous avons réalisé le TIA 2, malheureusement ce circuit est instable. Le TIA 3 est en cours de réalisation. Nous avons mesuré le TIA 2 en régime de sous-polarisation pour éviter les instabilités.

Ce circuit présente un gain transimpédance de 40,1 dB, une densité équivalente de courant de bruit en entrée de 4,1 pA/$\sqrt{Hz}$ sur la plage 2,9 GHz - 3,4 GHz dans une bande relative de 16%, pour une puissance à 1dB de compression de 0 dBm e puissance optique d'entrée pour $m = 1$. Les simulations se montrent concordantes avec les mesures, validant ainsi la démarche de conception. Ces performances, bien que sous optimales, considérant la sous-polarisation effectuées, mettent ce photorécepteur au niveau de l'état de l'art. Le circuit TIA 3 a été conçu pour améliorer la stabilité et les performances de manière globale. Avec un gain transimpédance de 52,7 dB, une densité équivalente de courant de bruit en entrée de 4,2 pA/$\sqrt{Hz}$ pour une puissance à 1dB de compression de 3 dBm e puissance optique d'entrée pour $m = 1$, soit 15 dBm en sortie

Une analyse a été réalisée sur la dispersion du circuit et la dispersion de la photodiode. La photodiode peut diverger au niveau de la capacité parallèle de son modèle. C'est pourquoi il est intéressant de se questionner sur les solutions afin de rendre de tel circuit moins sensibles à la photodiode. Nous proposons deux solutions en perspectives pour s'affranchir de la sensibilité à la capacité de la photodiode : une solution d'ajustage à travers les fils de "bonding" et une solution électronique. La première solution consiste à jouer sur la valeur des éléments du réseau d'adaptation en entrée à travers un jeu de cablage intelligent. La seconde solution envisagée consiste à réaliser des inductances actives afin de modifier ces mêmes éléments et ainsi rendre notre circuit accordable en fréquence. La première solution est très peu flexible et demande une étape de manufacture supplémentaire. La seconde solution est potentiellement plus bruyante et est limitée en fréquences.

Au final ce travail de thèse a permis d'analyser de façon complète un maille de la chaine de communication. Nous sommes parti de l'analyse théorique à la caractérisation du circuit. En partant de la décomposition du photorécepteur en une succession de quadripôles en cascade afin de faire ressortir les expressions théoriques de la transimpédance et de la densité équivalente de courant de bruit. Nous avons ainsi définit des outils de conception qui nous ont permis de réaliser un circuit qui s'est avérer instable mais que nous pu mesurer en régime de sous polarisation et ainsi valider la démarche. Ce travail présente des

résultats compétitif vis-à-vis de l'état de l'art. Nous apportons ainsi notre contribution afin de mieux choisir les composants du photorécepteur, le concevoir, le réaliser et le caractériser.

# Bibliographie


[1] Carlos Viana. *DEVELOPPEMENT TECHNOLOGIQUE ET L'INTEGRATION SYSTEME DE VCSEL ET HPT SIGE POUR DES APPLICATIONS RADIO-SUR-FIBRE 60 GHZ BAS COUT.* PhD thesis, Université Paris-EST marne-la-vallée, 2014.

[2] J.H. Sinsky and P.J. Winzer. 100-gb/s optical communications. *Microwave Magazine, IEEE*, 10(2) :44 57, April 2009. ISSN 1527-3342. doi : 10.1109/MMM.2008.931669.

[3] H. Harun, S.M. Idrus, and A.B. Mohammad. Optical front-end receiver design for radio over fiber system. pages 1 5, Dec 2007. doi : 10.1109/SCORED.2007.4451438.

[4] Houda BRAHIMI. *Etude en bruit de systèmes optiques hyperfréquences Modélisation, caractérisation et application á la métrologie en bruit de phase et á la génération de fréquence.* PhD thesis, Université Toulouse III, 2010.

[5] Amar BDEOUI. *Etude des éléments d'une liaison optique en micro-ondes : Modèle de laser avec transposition du bruit 1/F autour de la fréquence de modulation - Nouvelle configuration de photodétecteur à cavité étendue microphotonique.* PhD thesis, Conservatoire Nationale des Arts et Métiers, 2006.

[6] Bertrand ONILLON. *Liaisons optiques faible bruit pour la distribution de références de fréquences micro-ondes.* PhD thesis, Université Paul Sabatier de Toulouse, 2006.

[7] Frédéric Moutier. *Modélisation et évaluation des Performances des Phototransistors Bipolaires à Hétérojonction SiGe/Si pour les Applications Optique-microondes Courtes Distances.* PhD thesis, Université de Marne-La-Vallée, 2006.

[8] W. Bronner, W. Benz, T. Fink, N. Grun, M. Haupt, V. Hurm, K. Kohler, and M. Ludwig. Technology for monolithic integration of gainas msm photodetectors and algaas/gaas/algaas-hemt electronics. pages 142 147, Nov 1995. doi : 10.1109/EDMO.1995.493710.

[9] M. Ghioni, F. Zappa, V.P. Kesan, and J. Warnock. A vlsi-compatible high-speed silicon photodetector for optical data link applications. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 43(7) :1054 1060, Jul 1996. ISSN 0018-9383. doi : 10.1109/16.502414.

[10] R. P. MacDonald, N.G. Tarr, B.A. Syrett, S.A. Boothroyd, and J. Chrostowski. Msm photodetector fabricated on polycrystalline silicon. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 11(1) :108 110, Jan 1999. ISSN 1041-1135. doi : 10.1109/68.736410.

[11] A. Nemecek, G. Zach, R. Swoboda, K. Oberhauser, and H. Zimmermann. Integrated bicmos p-i-n photodetectors with high bandwidth and high responsivity. *Selected Topics in Quantum Electronics, IEEE Journal of*, 12(6) :1469 1475, Nov 2006. ISSN 1077-260X. doi : 10.1109/JSTQE.2006.885145.

[12] J.F. Liu, D. Ahn, C. Y. Hong, D. Pan, S. Jongthammanurak, M. Beals, L. C. Kimerling, J. Michel, A. T. Pomerene, D. Carothers, C. Hill, M. Jaso, K. Y. Tu, Y. K. Chen, S. Patel, M. Rasras, D. M. Gill, and A. E. White. Waveguide integrated ge p-i-n photodetectors on a silicon-on-insulator platform. pages 1 4, Nov 2006. doi : 10.1109/OVCISO.2006.302697.

[13] R.P. Scott and D.J. Emerson. Temperature range specification of system gain for microwave radio equipment mounted externally. *Electronics Letters*, 21(11) :469 , May 1985. ISSN 0013-5194. doi : 10.1049/el:19850332.

[14] Junghwan Kim, William B. Johnson, S. Kanakaraju, Weilou Cao, W.N. Herman, and Chi H. Lee. Design and fabrication of monolithic distributed traveling-wave photodetectors integrated with polymer optical waveguides. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 54(12) :3216 3222, Dec 2007. ISSN 0018-9383. doi : 10.1109/TED.2007.908548.

[15] J. Wang, W. Y Loh, K.T. Chua, H. Zang, Y.Z. Xiong, S. M F Tan, M.B. Yu, S.J. Lee, G. Q Lo, and D. L Kwong. Low-voltage high-speed (18 ghz/1 v) evanescent-coupled thin-film-ge lateral pin photodetectors integrated on si waveguide. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 20(17) :1485 1487, Sept 2008. ISSN 1041-1135. doi : 10.1109/LPT.2008.928087.

[16] Dongwoo Suh, Sanghoon Kim, Jiho Joo, and Gyungock Kim. 36-ghz high-responsivity ge photodetectors grown by rpcvd. *Photonics Technology Letters, IEEE*, 21(10) :672 674, May 2009. ISSN 1041-1135. doi : 10.1109/LPT.2009.2016761.

[17] A. Kern, A. Al-Samaneh, D. Wahl, and R. Michalzik. Monolithic vcsel pin photodiode integration for bidirectional optical data transmission. *Selected Topics in*

*Quantum Electronics, IEEE Journal of*, (4) :6100313 6100313, July . ISSN 1077-260X. doi : 10.1109/JSTQE.2013.2245102.

[18] J. Wang, W. Y Loh, K.T. Chua, H. Zang, Y.Z. Xiong, T. H. Loh, M.B. Yu, S.J. Lee, Guo-Qiang Lo, and D. L Kwong. Evanescent-coupled ge p-i-n photodetectors on si-waveguide with seg-ge and comparative study of lateral and vertical p-i-n configurations. *Electron Device Letters, IEEE*, 29(5) :445 448, May 2008. ISSN 0741-3106. doi : 10.1109/LED.2008.920277.

[19] S-M Park and C. Toumazou. Low noise current-mode cmos transimpedance amplifier for giga-bit optical communication. 1 :293 296 vol.1, May 1998. doi : 10.1109/ISCAS.1998.704419.

[20] Dan Li, G. Minoia, M. Repossi, D. Baldi, E. Temporiti, A. Mazzanti, and F. Svelto. A 25gb/s low noise 65nm cmos receiver tailored to 100gbase-lr4. pages 221 224, Sept 2012. ISSN 1930-8833. doi : 10.1109/ESSCIRC.2012.6341298.

[21] D.B. Yen Nguyen, Quoc Hoang Duong, Tuan-Anh Phan, Huy-Hieu Nguyen, Xiaohua Yu, and Sang-Gug Lee. A high linearity, low noise, and high gain transimpedance amplifier (tia). pages 1553 1555, 2006. doi : 10.1109/ICSICT.2006.306286.

[22] S. Shahdoost, A. Medi, and N. Saniei. A 1.93 pa/$\sqrt{(}hz$) transimpedance amplifier for 2.5 gb/s optical communications. *Circuits and Systems (ISCAS), 2011 IEEE International Symposium on*, pages 2889 2892, May 2011. ISSN 0271-4302. doi : 10.1109/ISCAS.2011.5938235.

[23] Zhenghao Lu, Kiat-Seng Yeo, Wei Meng Lim, A.V. Do, and Chirn Chye Boon. Design of a cmos broadband transimpedance amplifier with active feedback. *Very Large Scale Integration (VLSI) Systems, IEEE Transactions on*, 18(3) :461 472, March 2010. ISSN 1063-8210. doi : 10.1109/TVLSI.2008.2012262.

[24] J.S. Weiner, J.S. Lee, A. Leven, Y. Baeyens, V. Houtsma, G. Georgiou, Yang Yang, J. Frackoviak, A. Tate, R. Reyes, R.F. Kopf, Wei-Jer Sung, N.G. Weimann, and Young-Kai Chen. An ingaas-inp hbt differential transimpedance amplifier with 47-ghz bandwidth. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 39(10) :1720 1723, Oct 2004. ISSN 0018-9200. doi : 10.1109/JSSC.2004.833565.

[25] Andreas Leven, V. Hurm, R. Reuter, and J. Rosenzweig. Design of narrow-band photoreceivers by means of the photodiode intrinsic conductance. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 49(10) :1908 1913, Oct 2001. ISSN 0018-9480. doi : 10.1109/22.954806.

[26] Pengcheng Xiao and Zhigong Wang. 5.2ghz cmos narrow-band optical receiver for radio-over-fiber. 3 :1937 1941, June 2006. doi : 10.1109/ICCCAS.2006.285052.

[27] H.M. Lavasani, Wanling Pan, B. Harrington, R. Abdolvand, and F. Ayazi. A 76 db$\omega$ 1.7 ghz 0.18 $\mu$ m cmos tunable tia using broadband current pre-amplifier for high frequency lateral mems oscillators. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 46 (1) :224 235, Jan 2011. ISSN 0018-9200. doi : 10.1109/JSSC.2010.2085890.

[28] B. Razavi. A 622 mb/s 4.5 pa/$\sqrt{Hz}$ cmos transimpedance amplifier [for optical receiver front-end]. pages 162 163, Feb 2000. ISSN 0193-6530. doi : 10.1109/ISSCC.2000.839732.

[29] F. Paillet and T. Karnik. Low power and noise tolerant 20 gb/s cmos tia for short-distance optical interconnect. pages 49 53, Feb 2003. doi : 10.1109/SSMSD.2003.1190395.

[30] E.I. Ackerman, G. Betts, W.K. Burns, J.C. Campbell, III Cox, C.H., Ning Duan, J.L. Prince, M.D. Regan, and H.V. Roussell. Signal-to-noise performance of two analog photonic links using different noise reduction techniques. pages 51 54, June 2007. ISSN 0149-645X. doi : 10.1109/MWSYM.2007.380216.

[31] K.W. Kobayashi. State-of-the-art 60 ghz, 3.6 k-ohm transimpedance amplifier for 40 gb/s and beyond. pages 55 58, June 2003. ISSN 1529-2517. doi : 10.1109/RFIC.2003.1213892.

[32] Tzon-Tzer Lu, Hua-Chin Lee, Chao-Shiun Wang, and Chorng-Kuang Wang. A 4.9-mw 4-gb/s single-to-differential tia with current-amplifying regulated cascode. pages 1 4, April 2012. ISSN PENDING. doi : 10.1109/VLSI-DAT.2012.6212605.

[33] T. Ohyama, Takashi Yamada, Y. Akahori, Manabu Oguma, A. Sugita, and K. Kato. A differential photoreceiver hybrid integrating a dual-pd and a high-speed gaas amplifier ic on a planar lightwave circuit platform. 2 :1671 1673 vol.2, Oct 1999. doi : 10.1109/APCC.1999.820622.

[34] L.B. Oliveira, C.M. Leitao, and M.M. Silva. Noise performance of a regulated cascode transimpedance amplifier for radiation detectors. *Circuits and Systems I : Regular Papers, IEEE Transactions on*, 59(9) :1841 1848, Sept 2012. ISSN 1549-8328. doi : 10.1109/TCSI.2011.2180449.

[35] Guoyi Yu, Xuecheng Zou, Le Zhang, Qiming Zou, Meijun Zheng, and Jianfu Zhong. A low-noise high-gain transimpedance amplifier with high dynamic range in 0.13$\mu$m cmos. *Radio-Frequency Integration Technology (RFIT), 2012 IEEE International Symposium on*, pages 37 40, Nov 2012. doi : 10.1109/RFIT.2012.6401606.

[36] M.Villegas. *Radiocommunications numériques 2.* 2002.

[37] A. Chantre. Sige bicmos technology : from rf to millimeter - wave. In *XVIèmes Journ'ees Nationales Micro-Ondes Grenoble*, 26 Mai 2009.

[38] Baudouin MARTINEAU. *Potentialités de la technologie CMOS 65nm SOI pour des applications sans fils en bande millimétrique.* PhD thesis, Université des sciences et technologies de Lille, 2008.

[39] Régis Claveau. *Contribution á l'etude des amplificateurs distribuées des circuits de polarisation active. Applicationsaux circuits de commande de modulateurs électro-optiques.* PhD thesis, INSA de Rennes, 2005.

[40] Frank Ellinger. 26 42 ghz soi cmos low noise amplifier. *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS*, VOL. 39, 2004.

[41] W. Lepkowski, S.J. Wilk, and T.J. Thornton. 45 ghz silicon mesfets on a 0.15 $\mu$m soi cmos process. pages 1 2, Oct 2009. ISSN 1078-621X. doi : 10.1109/SOI.2009.5318754.

[42] M. Holland D. A. J. Moran C. R. Stanley K. Elgaid, H. McLelland and I. G. Thayne. 50-nm t-gate metamorphic gaas hemts with ft of 440 ghz and noise figure of 0.7 db at 26 ghz. *IEEE ELECTRON DEVICE LETTERS*, 26 :784 786, 2005.

[43] Kenneth Yau M.T. Yang Terry Yao, Michael Gordon and Sorin P. Voinigescu. 60-ghz pa and lna in 90-nm rf-cmos.

[44] B. Martineau D. Gloria C. Raynaud S. Boret G. Dambrine S. Lepilliet F. Gianesello, S. Montusclat and R. Pilard. 65 nm hr soi cmos technology : emergence of millimeter-wave soc. *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2007.

[45] R. Plouchart J.-O. Narasimha S. Khare M. Wagner L. Chaloux S. Zamdmer, N. Jonghae Kim Trzcinski. A 243-ghz ft and 208-ghz fmax, 90-nm soi cmos soc technology with low-power millimeter-wave digital and rf circuit capability. *VLSI Technology, 2004. Digest of Technical Papers. 2004 Symposium on*, page 98, 2004.

[46] Alaa SALEH. *Caractérisation en impulsions étroites et modélisation de transistors bipolaires á hétérojonction en technologie InP.* PhD thesis, UNIVERSITE DE LIMOGES, 2009.

[47] S.F. Chu, K.W. Chew, P. R. Verma, C.H. Ng, C. H. Cheng, N.G. Toledo, Y. K. Yoo, W. B. Loh, K. C. Leong, S. Q. Zhang, B. G. Oon, Y. W. Poh, T. Zhou, K. K. Khu, and S.F. Lim. Enabling wireless communications with state-of-the-art rf cmos and sige bicmos technologies. pages 115 118, Nov 2005. doi : 10.1109/RFIT.2005.1598888.

[48] A. ; Kallfass I. ; Losch R. ; Seelmann-Eggebert M. ; Wadefalk N. ; Schafer F. ; Gallego Puyol J.D. ; Schlechtweg M. ; Mikulla M. ; Ambacher O. Leuther, A. ; Tessmann. Metamorphic hemt technology for low-noise applications. *Indium Phosphide & Related Materials, 2009. IPRM '09. IEEE International Conference on*, pages 188 191, 2009.

[49] Rumen Kuzhuharov Sten E. Gunnarsson Sergey Cherednichenko Iltcho Angelov-Morteza Abbasi Bertil Hansson Vessen Vassilev Goteborg Sweden Jan Svedin Staffan Rudner FOI Linkoping Sweden Ingmar Kallfass Herbert Zirath, Niklas Wadefalk and Arnulf Leuther. On the status of low noise millimeterwave mmic receivers. 2009.

[50] K. Washio. Sige hbt and bicmos technologies for optical transmission and wireless communication systems. *Electron Devices, IEEE Transactions on*, 50(3) :656 668, March 2003. ISSN 0018-9383. doi : 10.1109/TED.2003.810484.

[51] Daeik Kim Basanth Jagannathan Choongyeun Cho Jim Johnson Brian Dufrene Noah Zamdmer Lawrence Wagner Richard Williams David Fried Ken Rim John Pekarik Scott Springer Jean-Olivier Plouchart Greg Freeman Sungjae Lee, Jonghae Kim. Soi cmos technology with 360ghz ft nfet, 260ghz ft pfet, and record circuit performance for millimeter-wave digital and analog system-on-chip applications. *Symposium on VLSI Technology Digest of Technical Papers*, 2007.

[52] P.S. Bergman J. Kazemi H. Brar B. Watanabe I. Matsui T. Yamashita Y. Endoh A. Hikosaka K. Mimura T. Hiyamizu S. Rockwell Shinohara, K. Chen. Ultra-high-speed low-noise inp-hemt technology. *Microwave Symposium Digest, 2006. IEEE MTT-S International*, 337 - 340, 2006.

[53] G. Plessas, F. ; Kalivas. A 5 ghz low noise amplifier on 0.35 $\mu$m bicmos sige. *Electronics, Circuits and Systems, 2003. ICECS 2003. Proceedings of the 2003 10th IEEE International Conference on*, Vol.3 :1082 1085, 2003.

[54] W.F. McTaggart R.A. Lardizabal M. Lyman P.S. Marsh P.F. Kazior T.E. Whelan, C.S. Hoke. Low noise in0.32(alga)0.68as/in0.43ga0.57 as metamorphic hemt on gaas substrate with 850 mw/mm output power density. *Electron Device Letters, IEEE*, 21 :5 8, 2000.

[55] Jin Dongyue Xie Hongyun Li Jia Gan Junning Shen Pei, Zhang Wanrong. High-power sige heterojunction bipolar transistor (hbt) with multiple emitter fingers. *Junction Technology, 2008. IWJT '08. Extended Abstracts - 2008 8th International workshop on*, pages 107 110, 2008.

[56] H. Rothe and W. Dahlke. Theory of noisy fourpoles. *Proceedings of the IRE*, 44 (6) :811 818, June 1956. ISSN 0096-8390. doi : 10.1109/JRPROC.1956.274998.

[57] Andreas Leven, R. Reuter, and Y. Baeyens. Unified analytical expressions for transimpedance and equivalent input noise current of optical receivers. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 48(10) :1701 1706, Oct 2000. ISSN 0018-9480. doi : 10.1109/22.873898.

[58] H. Hillbrand and P. Russer. An efficient method for computer aided noise analysis of linear amplifier networks. *Circuits and Systems, IEEE Transactions on*, 23(4) : 235 238, Apr 1976. ISSN 0098-4094. doi : 10.1109/TCS.1976.1084200.

[59] Jianguo Ma Manh Anh Do Wei Meng Lim Zhenghao Lu, Kiat Seng Yeo and Xueying Chen. Broad-band design techniques for transimpedance amplifiers. *IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS REGULAR PAPERS*, VOL. 54, NO. 3, :590 600, 2007.

[60] C.E. Kacou, J.L. Polleux, M. Villegas, G. Chretien, and A. LeBorgne. Design of a low noise tia between 4.4 and 5 ghz for rof applications on a gaas phemt technology. pages 1 4, Sept 2013. doi : 10.1109/MMS.2013.6663081.

[61] V.F. Andrievski and S.A. Malyshev. High speed ingaas photodetector modules for fibre optic communications. pages 335 339, Nov 1997. doi : 10.1109/EDMO.1997.668629.

[62] F. Di Prima B. Di Maio. Noise performance and bias-dependence of si/sige hbt at microwave frequencies. *11th International Conference Microwave andTelecommunication Technology*, 2001.

[63] Yenny PINTO BALLESTEROS. *Contribution á la conception d'antennes millimétriques pour systèmes intégrés sur Silicium - Application aux radars automotives courte et longue portée.* PhD thesis, Télécom Bretagne, 2010.

[64] Floria BLANCHET. *Analyse et caractérisation des performances en puissance de transistors bipolaires á hétéro-jonction SiGe :C pour des applications de radiocommunications portables.* PhD thesis, UNIVERSITE DE LIMOGES, 2007.

[65] C.D. ; Palmisano G. ; Scuderi A. ; Carrara, F. ; Presti. Power transistor design guidelines and rf load-pull characterization of a 0.13-$\mu$m soi cmos technology. *Solid State Device Research Conference, 2009. ESSDERC '09. Proceedings of the European*, 2009.

[66] B. ; Seller N. ; Douyere S. ; Gorisse J. ; Pruvost S. ; Raynaud C. ; Gianesello F. ; Montusclat S. ; Voinigescu S.P. ; Niknejad A.M. ; Belot D. ; Schoellkopf J.P. ; Cathelin,

A. ; Martineau. Design for millimeter-wave applications in silicon technologies. *Solid State Circuits Conference, 2007. ESSCIRC 2007. 33rd European*, page 464, 2008.

[67] John D. Cressler. *Silicon-Germanium Heterojunction Bipolar Transistors.* Artech Print on Demand, 2002.

[68] Andreas Trasser Dayang Lin, Bernd Schleicher and Hermann Schumacher. A highly compact sige hbt differential lna for 3.1-10.6 ghz ultra-wideband applications. 2010.

[69] Antoine Diet. *Etude des architectures EER pour les émetteurs de radio-communications numériques 3G et au-delá.* PhD thesis, Université de Marne-La-Vallée, 2005.

[70] A. Dorafshan and M. Soleimani. High-gain cmos low noise amplifier for ultra wide-band wireless receiver. *Progress In Electromagnetics Research C*, Vol. 7 :183 191, 2009.

[71] M. Billard C. Joly E. Legros, A. Merrar and P. Blanconnier. Low noise 20gbit/s photoreceiver with distributed gaas p-hemt amplifiers. *Electronics Letters Online*, 1996.

[72] J. Decobert G. Post G. Rondeau, S. Biblemont. Monolithic pin-hemt photoreceiver integration. 2000.

[73] R. Leblanc F. Blache R. Lefevre G. Dambrine G. Wolf, S. Demichel and H. Happy. A metamorphic gaas hemt distributed amplifier with 50 ghz bandwidth and low noise for 40 gbits/s optical receivers. *Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2005. MAPE 2005. IEEE International Symposium on*, Vol. 1 :27 29, 2005.

[74] D. ; Raynaud C. ; Montusclat S. ; Boret S. ; Touret P. ; Gianesello, F. ; Gloria. On the design of high performance rf integrated inductors on high resistively thin film 65 nm soi cmos technology. *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, 2008. SiRF 2008. IEEE Topical Meeting on*, page 98, 23-25 Jan. 2008.

[75] Benoit GORISSE. *Etude d éléments de base et de concepts pour un numériseur á très large bande passante et á haute résolution.* PhD thesis, Université des sciences et technologies de Lille, 2007.

[76] Chang Yup Lee Jung Hoon Moon Jong-Soo Lee Dong-Wook Kim Young Se Kwon In-Ho Jeong, Choong-Mo Nam. High quality rf passive integration using 35pm thick oxide manufacturing technology. *Electronic Components and Technology Conference*, pages 1007 1011, 2002.

[77] Zhi-Gong Wang Jia-You Song. Ku-band broadband power amplifier designed in 0.2,$\mu$m gaas phemt process.

[78] P.Katzin L.Reynolds. A comparison of high frequency ic technologies for wireless lans. 1992.

[79] Jangsup Yoon Li Li, Darioush Keyvani and Vivek Bhan. An integrated passive balun on si, sige, and gaas substrates. *Electronic Components and Technology Conference*, 2008.

[80] T.H. ; Lee C.Y. ; Chen C.H. ; Tsay-J.L. ; Chen-S.H. ; Hsu H.M. ; Chen C.W. ; Huang C.F. ; Chiang J.M. ; Chang A. ; Chang R.Y. ; Chang C.L. ; Wang S.H. ; Wu C.C. ; Lin C.Y. ; Chu Y.L. ; Chen S.M. ; Hsu C.K. ; Liou R.S. ; Wong S.C. ; Tang D. ; Sun J.Y.C. ; Logic Technol. Div. Hsin-Chu Taiwan Lin, J.C.H. ; Yeh. State-of-the-art rf/analog foundry technology. *Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting, 2002.*, 2002.

[81] Zhenghao Lu, Kiat-Seng Yeo, Jianguo Ma, A.V. Do, Wei Meng Lim, and Xueying Chen. Broad-band design techniques for transimpedance amplifiers. *Circuits and Systems I : Regular Papers, IEEE Transactions on*, 54(3) :590 600, March 2007. ISSN 1549-8328. doi : 10.1109/TCSI.2006.887610.

[82] J.-P. Raskin and D. Vanhoenacker-Janvier M. El Kaamouchi, M. Si Moussa. A 2-mw power consumption low noise amplifier in pd soi cmos technology for 2.4 ghz applications. 2007.

[83] Jan Hoentschel Thomas Feudel Thilo Scheiper Rolf Stephan-Martin Gerhadt Stephan Krugel Manfred Horstmann, Andy Wei and Michael Raab. Advanced soi cmos transistor technologies for high-performance microprocessor applications. *IEEE 2009 Custom Intergrated Circuits Conference (CICC)*, 2009.

[84] D.K. ; Razdan R. ; Pontano B.A. ; Dutta N.K. Markey, B.J. ; Paul. Impedance-matched optical link for c-band satellite applications. *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, 43 :960 965, 1995.

[85] Chafik MELIANI. *Circuits intégrés amplificateurs á base de transistors HEMT pour les transmissions numériques á très haut débit ( ?40 Gbit/s).* PhD thesis, Université de Paris VII Denis Diderot U.F.R. de Physique, 2004.

[86] James M. Moniz. Is sige the future of gaas for rf applications ? 1997.

[87] Nikhil Ranjan Das and Fellow M. Jamal Deen. On the performance analysis and design of an integrated front-end pin/hbt photoreceiver. *IEEE JOURNAL OF QUANTUM ELECTRONICS*, VOL. 40, 2004.

[88] P. Scheer S. Pruvost F. Gianesello F. Pourchon P. Garcia J.-C. Vildeuil A. Chantre C. Garnier P. Chevalier, D. Gloria and E. Laskin S.T. Nicolson T. Chalvatzis K.H.K. Yau O. Noblanc S.P. Voinigescu, T.O. Dickson. Advanced sige bicmos and cmos platforms for optical and millimeter-wave integrated circuits. 2006.

[89] M. Passlack. Iii v metal oxide semiconductor technology. *Indium Phosphide and Related Materials, 2008. IPRM 2008. 20th International Conference on*, 2008.

[90] K. Kamogawa K. Nakagawa T. Araki K. Piernas, B. Nishikawa. Improved three-dimensional gaas inductors. *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, 1 :189, 2002.

[91] J. Leclercq J.L. Bennouri N. Karam J.M. Courtois B. Ribas, R.P. Lescot. Micro-machined planar spiral inductor in standard gaas hemt mmic technology. *Electron Device Letters, IEEE*, 19 , Issue :8 :285, 2002.

[92] Fabien ROBERT. Etude d amplificateurs en classes commutees dans une architecture polaire a modulateur. Master's thesis, ESIEE, 2008.

[93] R. Beerkens I.Khalid S.P. Voinigescu, T.O. Dickson and P.Westergaard. A comparison of si cmos, sige bicmos, and inp hbt technologies for high-speed and millimeter-wave ics. *Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems*, 2004.

[94] Julien Schiellein. *Etude de Phototransistors bipolaires á hétérojonction InP/InGaAs pour applications d oscillateurs photoinjectés très faible bruit de phase.* PhD thesis, Université Paris-Est, 2012.

[95] Jean-Guy TARTARIN. La technologie gan et ses applications pour l electronique robuste, haute frequence et de puissance. 2008.

[96] Jim A. Tatum and James K. Guenter. The vcsels are coming. *Proc. SPIE 4994, Vertical-Cavity Surface-Emitting Lasers VII*, 1, 2003.

[97] W. Passenberg E. Droge A. Umbach W. Schlaak R. Steingruber A. Seeger G.G. Mekonnen Unterborsch H.G. Bach E.H. Bottcher D. Bimberg Th. Engel, A. Strittmatter. 38 ghz narrow band photoreceiver oeic with msm photodetector and hemt amplifier. *Optical Communication, 1998. 24th European Conference on*, vol.1 :63 64, 1998.

[98] A. Schuppen U. Konig, A. Gruhle. Sige devices and circuits : Where are advantages over iii/v ? *GaAs IC Symposium*, 1995.

[99] W. Bronner T. Fink T. Jakobus G. Kaufel K. Kohler 2. Lao A. Leven M. Ludwig C. Moglestue B. Raynor J. Rosenzweig M. Schlechtweg A. Thiede V. Hum, W. Benz and S. Weisser. Long wavelength msm-hemt and pin-hemt photoreceivers grown on gaas. 1997.

[100] W. Bronner T. Fink T. Jakobus G. Kaufel K. Kohler 2. Lao A. Leven M. Ludwig C. Moglestue B. Raynor J. Rosenzweig M. Schlechtweg A. Thiede V. Hum, W. Benz and S. Weisser. Long wavelength msm-hemt and pin-hemt photoreceivers grown on gaas. 1997.

[101] W. Bronner A. Hulsmann T. Jakobus K. Kohler A. Leven M. Ludwig B. Raynor J. Rosenzweig M. Schlechtweg V. Hurm, W. Benz and A. Thiede. 40 gbit/s 1.55 $\mu$m monolithic integrated gaas-based pi n-h emt p hotoreceiver. *ECOC*, 1998.

[102] T.J. Thornton W. Lepkowski, S.J. Wilk. Symposium on vlsi technology digest of technical papers. 2009.

[103] Xin Wang, Ning Duan, Hao Chen, and J.C. Campbell. Ingaas inp photodiodes with high responsivity and high saturation power. *Photonics Technology Letters, IEEE*, (16) :1272 1274, Aug . ISSN 1041-1135. doi : 10.1109/LPT.2007.902274.

[104] F. Herzel W. Winkler Y. Sun, J. Borngraber. A fully integrated 60 ghz lna in sige :c bicmos technology. *Proc. of the IEEE Bipolar / BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM2005)*, pages 14 17.

[105] J. ; Yunseo Park ; Chang-Ho Lee ; Cressler, J.D. ; Laskar. The analysis of uwb sige hbt lna for its noise, linearity, and minimum group delay variation. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 54 :1687 1697, 2006.

[106] X.P. Wu R. Zhang, Z.Q. Liao. Rf on-chip lc passive bandpass filter based on gaas mmic technology. *Electronics Letters*, 46 :269 270, 2010.

# Résumé

Ce travail s'inscrit dans le cadre d'un projet commun soutenu par la DGA (procédure RAPID), le projet Récepteur Optique Hyperfréquences LArge Bande ou ROHYLAB, dont VectraWave fait parti Ce travail de thèse s'inscrit dans le domaine de la radio sur fibre en particulier au niveau de la réception Nous nous inscrivons dans le contexte des photorécepteurs faible bruit, le but étant d'optimiser l'interface optique électrique de ceux ci tout en garantissant une grande dynamique

Après avoir présenté les avantages de la radio sur fibre à savoir hauts débits, robustesse et encombrements, nous présentons les photorécepteurs et les différents paramètres qui les caractérisent Cette étape nous permet de les comparer entre eux en les regrouprant en fonction des techniques de conception utilisées dans la littérature Cette étape nous permet d'identifier la technique de conception à utiliser Nous choisissons de concevoir un photorécepteur bande étroite dont on viendra élargir la bande Nous définissons ensuite les paramètres nécessaires à la comparaison des technologies entre elles afin de justifier le choix de la technologie de transistor à utiliser

Nous étudions le photorécepteur en tant que système afin de mettre en évidence l'importance des paramètres présentés précédem ment sur les performances de celui ci De cette analyse nous analysons une méthode de conception bande étroite liant l'ensemble des grandeurs Nous montrons aussi comment estimer les performances limites en fonction de la technologie utilisée pour la pho todiode et celle de l'amplicateur Aussi nous montrons l'expression de cercles à densité équivalente de courant de bruit constants et de cercles à transimpédance constants

A partir de la modélisation théorique du photorécepteur et l'expression théorique des grandeurs caractéristiques, nous mettons en œuvre les outils présentés au chapitre précédent avec un logiciel de conception assisté par ordinateur Nous montrons la modélisation de composants opto microondes dans un environnement de simulation électrique A l'aide de ces outils nous concevons trois photorécepteurs faible bruit et à grande dynamique dans la bande 2,9 GHz 3,4 GHz Les objectifs fixés sont 300 Ω de gain transimpédance, 5 pA/pHz Ces circuits ont été simulés sous l'environnement électrique ADS mais aussi sous l'environnement électromagnétique MOMEMTUM Les trois circuits présentent des performances records en bruit à de 3 GHz vis à vis de l'état de l'art

La réalisation du deuxième circuit conçu permet la caractérisation des photorécepteurs dans la bande 2,9 GHz 3,4 GHz Nous validons ainsi la démarche et proposons un circuit compétitif vis à vis de l'état de l'art

Dans une dernière section de cette thèse, nous illustrons le fait que cette méthode peut être exploitée sur d'autres technologies Nous mettons en avant aussi le fait que l'on peut envisager la conception de photorécepteurs autour de 20 GHz Nous envisageons aussi l'utilisation d'une inductance active pour réaliser des photorécepteurs accordables en fréquence pour des fréquences basses

# Abstract

This work is based on a common project support by the DGA, the project ROHYLAB for "wide band opto microwave receiver" with Vectrawave This work aim to optimized the optic electric interface of a receiver in the radio over fiber field to design a low noise and high dynamic receiver

After an overview of radio over fiber's avantages such as high data rates, security and security, we presented different photoreceiver and the figure of merit used to caracterized them This step allow a comparison of the photoreceiver classified by the design topologies used in order to choose which design methodology we will used in this work In an other hand, the same analysis is done for the transistor technologies

We presented a study of photoreceiver as a system in order to highlight the impact of main caracteritics on its performances From this analysis allow to show a narrow band design method which link the caracteristics of the photodiode to the transistor's caracteristics We also present some design tools such as circles of constant equivalent noise current density and circles of constant transimpedance

From the photoreceiver's theoritical model and the expressions of the main caracteristics, we implement the deisgn tools presented in ADS In this section we also present the opto microwave components models Using this tools, we design three photoreceiver with low noise and high dynamics This photoreceiver's aims to reach 300 Ω of transimpedance's gain and 5pA/Hz of noise This circuits are implemented in ADS's eletrical fields and also in MOMENTUM's fields All of this circuits appears as a competitive one in terms of noise at 3GHz

From the photoreceiver's design, we realized some cicuirts which permit photoreceiver's caracterization in 2 9 GHz 3 4 GHz bandwidth This measurements validate our approach and confirm a competitive circuit in term of noise compare to litterature

In a final sectin of this work, we illustrate an extension of this approach on other technologies We also highlight a design of a photoreceiver at 20 GHz In the end, we suggest the using of an active inductor to realize switchable frequency photoreceiver in low frequency