

UNIVERSITÉ DE TOURS

ÉCOLE DOCTORALE EMSTU

Groupe de Recherche En matériaux Microélectronique, Acoustique et
Nanotechnologies

THÈSE

 présentée par :
Zheng REN

soutenue le : 01 juin 2018

pour obtenir le grade de : **Docteur de l'université de Tours**

Discipline/ Spécialité : Électronique

Contribution au développement du transistor bipolaire à fort gain et d'un interrupteur bidirectionnel à quatre quadrants

THÈSE dirigée par :

Mme. BATUT Nathalie
M. SCHELLMANNNS Ambroise

Maître de conférences (HDR), Université de Tours
Maître de conférences, Université de Tours

RAPPORTEURS :

M. LEFEBVRE Stéphane
M. PLANSON Dominique

Professeur, Conservatoire National des Arts et Métiers, Cachan
Professeur, Institut National des Sciences Appliquées, Lyon

JURY :

Mme. BATUT Nathalie
M. COYAUD Martin
Mme. LAFFEZ Isabelle
M. LEFEBVRE Stéphane
M. PLANSON Dominique
M. SCHELLMANNNS Ambroise

Maître de conférences (HDR), Université de Tours
Docteur, Chargé d'affaire, SNCF
Professeure, Université de Tours
Professeur, Conservatoire National des Arts et Métiers, Cachan
Professeur, Institut National des Sciences Appliquées, Lyon
Maître de conférences, Université de Tours

Remerciements

Résumé

Le laboratoire GREMAN a proposé une nouvelle topologie d'interrupteur bidirectionnel de 600V nommé TBBS, afin de répondre aux besoins en management efficace de l'énergie électrique dans les bâtiments qui deviennent de plus en plus intelligent. Le fonctionnement du TBBS est basé sur l'association de deux transistors bipolaires à fort gain connectés en anti-série. Il est en mesure de travailler sur le réseau électrique 230V/50Hz. Les études antérieures ont validé la bidirectionnalité en courant et en tension de cette nouvelle topologie et dévoilé sa faible puissance dissipée en conduction par rapport aux autres solutions d'AC switch existantes. Les travaux de recherche menés dans cette thèse ont consisté à approfondir, à compléter nos connaissances sur ce nouvel interrupteur bidirectionnel et le transistor bipolaire à fort gain.

Après un rappel des caractéristiques statiques du transistor bipolaire à fort gain et du fonctionnement principal du TBBS, leurs modélisations physiques sont introduites dans le premier chapitre de ce mémoire. La procédure de modélisation de ces deux composants bipolaires commence par la reproduction de la structure physique du transistor bipolaire à fort gain dans l'environnement de simulation à éléments finis de Synopsys Sentaurus. Les modèles physiques proposés pour le transistor bipolaire à fort gain et le TBBS sont validés en comparant les résultats de simulation avec ceux de la caractérisation expérimentale. Le deuxième chapitre traite de la caractérisation statique et dynamique du TBBS et du transistor bipolaire à fort gain sous température contrôlée. Le banc de caractérisation, la solution de commande et la procédure expérimentale sont présentés. Une étude de l'impact de la température sur le comportement électrique de ces deux composants bipolaires est également effectuée dans ce chapitre. Le troisième chapitre présente la modélisation électrique du TBBS et du transistor bipolaire à fort gain. Cette modélisation est basée sur le modèle SPICE de Gummel-Poon. Les différentes catégories de paramètres du modèle sont extraites à partir de mesures expérimentales. Le banc de mesure, la procédure expérimentale, la théorie d'extraction et les techniques d'extraction des paramètres sont présentés en détail. Le modèle électrique obtenu est enfin validé.

Mots clés : *interrupteur bidirectionnel, modélisation physique, simulation à éléments finis caractérisation statique et dynamique, température, modélisation électrique, Gummel-Poon*

Abstract

A new 600V bidirectional switch, named as TBBS (Transistor Based Bidirectional Switch), has been proposed by the GREMAN laboratory in order to meet the requirement of more efficient electrical energy management for private consumer applications, particularly for the developing needs of the intelligent buildings. The operation of the TBBS is based on the cascade of two high-gain bipolar junction transistors and it is totally capable of working with 230V/50Hz AC mains. Previous studies have validated the current and voltage bidirectionality of this newly proposed topology and revealed at the meantime its low conduction power dissipation compared to other existing AC switch solutions. The research work carried out in this thesis deals with a deeper and more comprehensive study of this bidirectional switch and its elementary component - the High-gain bipolar junction transistor.

After a recall of the static characteristics of the High-gain bipolar junction transistor and of the principal functionality of the TBBS, their physical modeling is introduced in the first chapter of this thesis. The physical modeling procedure of these two bipolar components begins by reproducing the High-gain bipolar junction transistor's physical structure in the finite element simulation environment of Synopsis Sentaurus. The final physical model proposed for the High-gain bipolar junction transistor and the TBBS are validated by comparing their electrical simulation results with experimental ones. The second chapter deals with the static and dynamic characterisation of these two bipolar components. The characterization bench, the driving strategy of the component, the experimental procedure as well as the characterisation results are presented in detail. A study of the temperature impact on the electrical behavior of the components is also carried out in this chapter. The third chapter presents the electrical modeling of the TBBS and the High-gain bipolar junction transistor. The electrical modeling is Based on the widely used Gummel-Poon SPICE model. The different categories of the model parameter are extracted from the experimental measurement. The measurement bench, the extraction theory and the extraction techniques of the model parameters are presented in detail. The obtained electrical model is confirmed via the comparison of the electrical simulation results with experimental ones.

Key words : *Bidirectional switch, physical modeling, finite element simulation, static and dynamic characterisation, temperature, electrical modeling, Gummel-Poon*

Table des matières

Remerciements	ii
Résumé	iv
Abstract.....	v
Table des matières.....	vi
Liste des tableaux	x
Liste des figures	xii
Liste des annexes.....	xxii
Introduction générale.....	1
I. Premier chapitre : Présentation et modélisation physique du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS	7
I. 1. Introduction	9
I. 2. Présentation du transistor bipolaire à fort gain.....	15
I. 2. 1. Introduction général sur le transistor bipolaire.....	15
I. 2. 2. Les mécanismes de claquage du transistor bipolaire.....	25
I. 2. 3. Concept du transistor bipolaire à fort gain	30
I. 2. 4. Rappel des principales caractéristiques statiques d'un transistor bipolaire à fort gain	33
I. 3. Etude menée sur une nouvelle topologie d'AC switch – TBBS	37
I. 4. Etude et modélisation physique d'un transistor bipolaire à fort gain	40
I. 4. 1. Description à l'aide de l'outil « Sentaurus Process » d'un transistor bipolaire à fort gain	42
I. 4. 2. Validation du modèle établi via les mesures SEPC	47
I. 4. 3. Etablissement du modèle physique sous Sentaurus Structure Editor (SSE)	50
I. 4. 4. Validation de la structure physique réalisée sous SSE.....	53
I. 4. 5. Simulation électrique.....	58
I. 5. Etude et modélisation physique du TBBS.....	65
I. 5. 1. Construction du TBBS à l'aide de la carte « mixed-mode ».....	65
I. 5. 2. Simulation électrique.....	66
I. 6. Conclusion.....	73
II. Deuxième chapitre : Caractérisation et étude du TBBS en régime statique et dynamique.....	75
II. 1. Introduction	77

II. 2.	Caractérisation statique du TBBS sous température contrôlée	78
II. 2. 1.	Présentation du banc de mesure et de la procédure de caractérisation.....	78
II. 2. 2.	Les résultats de caractérisation statique du TBBS	81
II. 2. 3.	Conclusion.....	86
II. 3.	Etude de l'impact de la température sur les performances statiques du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS	87
II. 3. 1.	Analyse théorique de l'impact de la température sur le comportement électrique du composant bipolaire	87
II. 3. 2.	Résultats de caractérisation sous différents niveaux de température	90
II. 3. 3.	Conclusion.....	97
II. 4.	Caractérisation dynamique du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS sous température ambiante	99
II. 4. 1.	Développement d'une solution de commande pour le transistor bipolaire à fort gain et le TBBS	99
II. 4. 2.	Caractérisations dynamiques du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS	122
II. 4. 3.	Conclusion.....	128
III.	Troisième chapitre : Modélisation électrique du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS.....	129
III. 1.	Introduction	131
III. 2.	Modèle SPICE d'Ebers-Moll	132
III. 3.	Modèle SPICE de Gummel-Poon.....	137
III. 4.	Banc de mesure dédié à la modélisation électrique.....	142
III. 5.	Résultats de caractérisation et extraction des paramètres du modèle.....	145
III. 5. 1.	Mesures et extraction des paramètres ohmiques	145
III. 5. 2.	Mesures et extraction des paramètres capacitifs	151
III. 5. 3.	Mesures et extraction des paramètres DC non linéaires.....	157
III. 6.	Résultat de simulation SPICE sous Orcad du transistor bipolaire à fort gain	182
III. 6. 1.	Critère de qualité du modèle établi.....	182
III. 6. 2.	Résultats de simulation SPICE et comparaison avec les caractérisations.....	184
III. 7.	Proposition d'un modèle électrique sous PSPICE pour le TBBS	190
III. 7. 1.	Problème rencontré.....	190
III. 7. 2.	Mise en parallèle des résistances d'accès.....	192
III. 7. 3.	Résultats de simulation SPICE sous Orcad du TBBS	195
III. 8.	Conclusion.....	199

Conclusion générale et perspectives	201
Bibliographie.....	209
Annexes	215

Liste des tableaux

Tableau I. 1-1 : Etat de l'art et comparaison des solutions d'interrupteur bidirectionnel existantes en silicium.	12
Tableau I. 4-1 : Comparaison des dimensions géométriques entre la structure physique réelle et simulée.....	50
Tableau I. 4-2 : Comparaison des dimensions géométriques entre les structures physiques générées sous SSE et Sprocess.....	52
Tableau I. 4-3 : Comparaison des résultats simulés et mesurés du gain en courant en inverse (h_{FC}) sans et avec la modification du modèle Scharfetter.	61
Tableau I. 5-1 : Comparaison des temps de commutation simulés et mesurés.....	71
Tableau II. 4-1 : Comparaison des solutions de potentiel flottant existantes pour la commande d'un composant de puissance.	109
Tableau II. 4-2 : Comparaison des temps de commutation d'un transistor bipolaire à fort gain et d'un ST1802HI sous cinq niveaux de courant de Collecteur.....	125
Tableau II. 4-3 : Temps de commutation du TBBS pour un courant de Collecteur égal à 1 A.	128
Tableau III. 5-1 : Résultats d'extraction du paramètre R_E et R_C du modèle Gummel-Poon du transistor bipolaire à fort gain.	148
Tableau III. 5-2 : Résultats d'extraction du paramètre R_{bm} via la régression linéaire	150
Tableau III. 5-3 : Résultats d'extraction des paramètres capacitifs du modèle de Gummel-Poon du transistor bipolaire à fort gain pour la jonction Base-Emetteur.	156
Tableau III. 5-4 : Résultats d'extraction des paramètres capacitifs du modèle de Gummel-Poon du transistor bipolaire à fort gain pour la jonction Base-Collecteur.	157
Tableau III. 5-5 : Résultats d'extraction de la tension d'Early en direct V_{AF} du modèle de Gummel-Poon pour le transistor bipolaire à fort gain.....	164

Tableau III. 5-6 : Résultats d'extraction de la tension d'Early en inverse V_{AR} du modèle de Gummel-Poon pour le transistor bipolaire à fort gain.....	165
Tableau III. 5-7 : Résultats d'extraction des paramètres I_S et N_F du modèle de Gummel-Poon pour le transistor bipolaire à fort gain	170
Tableau III. 5-8 : Extraction des paramètres non linéaires I_{SE} , I_{SC} , N_E , N_C , B_F , B_R à partir de la courbe Gummel.	171
Tableau III. 5-9 : Résultats d'extraction de N_E , I_{SE} et B_F	177
Tableau III. 5-10 : Résultat d'extraction de N_C , I_{SC} et B_R	178
Tableau III. 6-1 : Coefficients d'importance des différentes zones de travail du transistor bipolaire à fort gain et calcul de l'erreur total	183
Tableau III. 6-2 : Tableau d'évaluation de l'exactitude du modèle de Gummel-Poon proposé pour le transistor bipolaire à fort gain.	188
Tableau III. 7-1 : Tableau d'évaluation de la qualité du modèle électrique proposé pour le TBBS	198

Liste des figures

Figure I. 1-1 : Composition des systèmes du bâtiment intelligent.	10
Figure I. 1-2 : Estimation du chiffre d'affaires mondial du marché du bâtiment intelligent de 2014 à 2020, selon Zion Research Analysis.	10
Figure I. 2-1 : Schéma représentatif et symbole électrique du transistor bipolaire (a) NPN et (b) PNP.	16
Figure I. 2-2 : Vue en coupe transversale d'un transistor bipolaire.	16
Figure I. 2-3 : (a) Profil idéal de concentration pour un transistor bipolaire homogènement dopé. (b) Configuration d'un transistor bipolaire polarisé en direct.	17
Figure I. 2-4 : (a) Distribution des porteurs minoritaires dans un transistor bipolaire polarisé en régime direct. (b) Composition de flux de densité de courant au sein d'un transistor bipolaire en régime direct.	18
Figure I. 2-5 : Transistor bipolaire en configuration Emetteur commun.	20
Figure I. 2-6: Evolution du courant dans le Collecteur I_C et dans la Base I_B en fonction de la polarisation de la jonction Base-Emetteur V_{BE}	22
Figure I. 2-7: Courbe de Gummel d'un transistor bipolaire de puissance pour différentes V_{BC} . Le gain en courant h_{FE} chute dans les régions de fortes et faibles densités de courant de Collecteur (J_C).	22
Figure I. 2-8: Réseau de sortie du transistor bipolaire, courant de Collecteur I_C en fonction de la tension Collecteur-Emetteur V_{CE} pour différents niveaux de courant de Base I_B	24
Figure I. 2-9: Comparaison des tensions de claquage V_{CEO} et V_{CBO} en Emetteur commun	28
Figure I. 2-10: Illustration de l'effet de perçage de la Base. La ZCE de la jonction Base-Collecteur atteint celle de la jonction Base-Emetteur, l'épaisseur effective de la Base, W , est égale à 0.	29
Figure I. 2-11 : (a) Coupe schématique du Gate Associated Transistor (GAT). (b) Symbole électrique équivalent du GAT.	31

Figure I. 2-12 : Résultats de caractérisation à l'état passant du transistor bipolaire à fort gain sous température contrôlée (300K).	33
Figure I. 2-13 : Résultats de caractérisation à l'état bloqué en direct et inverse du transistor bipolaire à fort gain sous température contrôlée (300K).....	36
Figure I. 3-1 : (a) Schéma représentatif du TBBS réalisé à l'aide de composants discrets. (b) Photo du TBBS.....	37
Figure I. 3-2 : (a) Solution d'interrupteur bidirectionnel BJTs+Diodes. (b) TBBS à l'état passant.	38
Figure I. 4-1 : Diagramme fonctionnel présentant l'étude menée pour simuler les structures du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS	41
Figure I. 4-2 : Coupe schématique d'une cellule du transistor bipolaire à fort gain générée sous SProcess. (Procédé technologique de fabrication développé par STMicroelectronics)	45
Figure I. 4-3 : Présentation du maillage de la structure générée sous SProcess.	46
Figure I. 4-4 : Dimensions géométriques importantes de la zone active du transistor bipolaire à fort gain extraites de SProcess.....	46
Figure I. 4-5 : Equipements utilisés pour le reverse-engineering. Equipement de polissage (a). Microscope (b). Banc de manipulation SEPC (c).	47
Figure I. 4-6 : Evolution de la qualité de surface de notre échantillon traité.	48
Figure I. 4-7 : Résultats d'observation SEPC. Epaisseurs d'Emetteur (a) et de Base active (b). Les valeurs mesurées sont affichées sur l'image de contraste.	48
Figure I. 4-8 : Résultat d'observation SEPC. Dimension géométrique du caisson. Les valeurs mesurées sont affichées en vert.	49
Figure I. 4-9 : Coupe schématique 2D du transistor bipolaire à fort gain proposé sous l'environnement SSE.....	51

Figure I. 4-10 : Coupe schématique 2D du transistor bipolaire à fort gain générée sous SSE : stratégie de maillage.....	52
Figure I. 4-11 : Position des guidelines sur le modèle physique, qui serviront à comparer les profils de concentration et les positions des jonctions entre SSE et SProcess.....	53
Figure I. 4-12 : Comparaison des profils de concentration sur la « guideline » N°1 entre les structures générées sous SProcess et sous SSE.....	54
Figure I. 4-13 : Profil de concentration détaillé sur la jonction Base-Emetteur et Base- Collecteur, avec leur position marquée.	55
Figure I. 4-14 : Comparaison des profils de concentration sur la guideline N°2 entre les structures générées sous SProcess et SSE.....	55
Figure I. 4-15 : Comparaison des profils de concentration le long de la ligne de découpe N°3 (a) et N°4 (b) entre les structures générées sous SProcess et SSE.	57
Figure I. 4-16 : Comparaison des courbes de Gummel en direct (h_{FE}) simulées et mesurées.	58
Figure I. 4-17 : Comparaison des courbes de Gummel en inverse simulées et mesurées.....	59
Figure I. 4-18 : Distribution du champ électrique sous la Base active du transistor bipolaire à fort gain (simulation SSE).....	62
Figure I. 4-19 : Distribution de la densité de courant total après le claquage du transistor bipolaire à fort gain (simulation SSE).....	63
Figure I. 4-20 : Résultats de simulation physique du transistor bipolaire à fort gain à l'état bloqué : (a) V_{CEO} , (b) V_{CBO}	63
Figure I. 5-1 : Schéma représentatif de la mise en connexion de plusieurs composants sous mixed-mode.....	66
Figure I. 5-2 : Construction du TBBS à l'aide de mixed-mode, lignes de commande (a) et schéma représentatif (b).	66
Figure I. 5-3 : Comparaison des courbes de Gummel du TBBS simulées et mesurées.	67

Figure I. 5-4 : Résultats de simulation physique à l'état bloqué (breakdown analyse) du TBBS.....	68
Figure I. 5-5 : Schéma représentatif des temps de commutation d'un composant bipolaire. ..	69
Figure I. 5-6 : Schéma électrique de « hacheur série » utilisé pour réaliser la configuration « double pulse ».....	70
Figure I. 5-7 : Résultats de simulation dynamique du TBBS (configuration double-pulse)....	70
Figure I. 5-8 : (a) Courbe de commutation à l'ouverture. (b) Courbe de commutation à la fermeture	71
Figure II. 2-1 : Traceurs Tektronix utilisés pour la caractérisation statique du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS.	79
Figure II. 2-2 : Bain thermostatique Haake-F6 qui sert à contrôler la température des composants sous tests.....	80
Figure II. 2-3 : Vue d'ensemble du banc de mesures pour la caractérisation du TBBS	80
Figure II. 2-4 : Réseaux de sortie du TBBS pour de faibles niveaux de courant de Base (a) et de fort niveau de courant de Base (b), mesures effectuées sous 300K.	82
Figure II. 2-5 : Courbe de Gummel du TBBS pour différentes tensions de quasi-saturation $V_{C1C2(SAT)}$	83
Figure II. 2-6 : Comparaison des gains en courant en direct h_{FE} entre le TBBS et le transistor bipolaire à fort gain. La tension de quasi-saturation est fixée à 0,3V.	83
Figure II. 2-7 : Courbes de sortie du TBBS et d'un Triac de 5A, 600V pour le même niveau de courant de commande de 500 mA. Leur chute de tension pour le courant de Collecteur (d'Anode) de 1A est marquée.	84
Figure II. 2-8 : Tenue en tension du TBBS en polarisation directe V_{C1C2O} (a) et inverse V_{C2C1O} (b).	85
Figure II. 3-1 : Réseaux de sortie du transistor bipolaire à fort gain sous différentes températures de fonctionnement (a) 25°C, (b) 50°C, (c) 75°C, (d) 100°C, (e) 125°C et (f)	

150°C. Les valeurs du courant de Collecteur I_C pour $I_B=2,5$ mA sont marquées sur les figures.....	91
Figure II. 3-2 : Courbes de Gummel du transistor bipolaire à fort gain pour les différents niveaux de température de fonctionnement. La tension de quasi-saturation $V_{CE(SAT)}$ est fixée égale à 0,3 V.....	92
Figure II. 3-3 : Mesure du courant de fuite du transistor bipolaire à fort gain à 150°C.....	93
Figure II. 3-4 : Tenue en tension V_{CEO} d'un transistor bipolaire à fort gain sous différents niveaux de températures de fonctionnements (a) 25°C, (b) 50°C, (c) 75°C, (d) 100°C, (e) 125°C et (f) 150°C.	94
Figure II. 3-5 : Courbes de Gummel du TBBS pour trois niveaux de température de fonctionnement. La tension de quasi-saturation est fixée égale à 0,3V.	95
Figure II. 3-6 : Tenues en tension du TBBS V_{C1C2O} pour trois différentes températures de fonctionnement différentes (a) 25°C, (b) 75°C et (c) 125°C.	96
Figure II. 3-7 : Courbe théorique et expérimentale de l'évolution du gain en courant pour différentes températures pour un transistor bipolaire à fort gain.	97
Figure II. 4-1 : Quadrants de fonctionnement d'un transistor bipolaire à fort gain. Les conditions de polarisation de la jonction Base-Emetteur V_{BE} et de la jonction Base-Collecteur V_{BC} sont également marquées.	100
Figure II. 4-2 : Chronogramme de commutation du transistor bipolaire avec une charge inductive. Les temps de commutation sont marqués.....	101
Figure II. 4-3 : TBBS travaille avec une alimentation alternative. La polarisation sur la Base change avec la direction de la tension externe.	104
Figure II. 4-4 : Une Solution de contrôle du courant de Base du transistor bipolaire de puissance, sans l'alimentation négative. Le temps de retard t_d peut être réduit grâce à l'aide de la capacité C_a	104
Figure II. 4-5 : Solution pour contrôler le courant de Base du transistor bipolaire de puissance avec une alimentation négative V_{B-} , temps de stockage t_s réduit.	106

Figure II. 4-6 : Schéma représentative de la protection de désaturation (Baker clamp) du transistor bipolaire de puissance.	107
Figure II. 4-7 : Schéma électrique de la solution d'application du transformateur d'impulsion. Le signal transféré se référence au point flottant du transistor high-side.....	109
Figure II. 4-8 : Circuit de commande rapproché pour le TBBS.....	112
Figure II. 4-9 : Chronogramme de la synchronisation avec la source alternative (courbe bleue). L'état passant et bloqué de M6 (courbe rouge) et M1 (courbe jaune) sont marqués en présentant leurs chutes de tension V_{DS}	114
Figure II. 4-10 : Résultats de simulation du circuit de commande avec une source alternative de 230V/50Hz et le modèle électrique du TBBS. Fréquence de commutation du TBBS est de 500Hz. La tension de la source alternative V_{AC} et le courant qui traverse le TBBS, I_{TBBS} , sont tracés.	115
Figure II. 4-11 : Typon du circuit de commande du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS.	116
Figure II. 4-12 : Carte électrique du circuit de commande réalisé. La fonctionnalité de chaque partie est numérotée sur la figure.	117
Figure II. 4-13 : Comparaison des temps de propagation de l'opto-coupleur 4N35 et FOD3150. V_{IN} est le signal d'entrée et V_{OUT} est le signal de sortie.	118
Figure II. 4-14 : Observation des impulsions positives et négatives du courant de Base. La courbe verte représente le courant de Base.	119
Figure II. 4-15 : Mesures de la protection contre la désaturation (Baker clamp) du circuit de commande. Les différents états de la diode D1 du circuit de commande sont marqués.	120
Figure II. 4-16 : Courbes de commutation du TBBS travaillant avec un rhéostat sur réseau électrique 230V/50Hz. Les fréquences de commutation du TBBS sont respectivement de 500Hz et de 5KHz.	121
Figure II. 4-17 : Schéma représentatif d'un hacheur série utilisé dans la configuration « double pulse ».	123

Figure II. 4-18 : Le banc de test pour la caractérisation (a), le chronogramme de la tension de commande et les courants dans la configuration double pulse (b).....	124
Figure II. 4-19 : Courbes de commutation du transistor bipolaire travaillant en configuration « double pulse » : (a) évolution du courant de Collecteur I_C et du courant de Base I_B . (b) Observation du temps de fermeture du transistor bipolaire à fort gain	125
Figure II. 4-20 : Comparaison des temps de commutation total ($t_{on}+t_{off}$) d'un transistor bipolaire à fort gain et d'un ST1802HI pour différents niveaux de courant de Collecteur	126
Figure II. 4-21 : Courbes de commutation du TBBS travaillant en configuration « double pulse » : observation du temps d'ouverture (a) et du temps de fermeture (b).....	127
Figure III. 2-1 : Structure équivalente d'un transistor bipolaire avec deux diodes connectées en anti-série.	132
Figure III. 2-2 : Schéma représentatif du transistor bipolaire travaillant en polarisation directe. Les composantes positives et négatives du courant total (I_F et I_R) sont visibles.....	133
Figure III. 2-3 : Schéma électrique du modèle d'Ebers-Moll du transistor bipolaire. Les deux jonctions PN sont modélisées par des diodes et des sources de courant.....	134
Figure III. 3-1 : Schéma représentatif de la structure physique du transistor bipolaire à fort gain et les éléments physiques du modèle électrique de Gummel-Poon.....	138
Figure III. 3-2 : Schéma électrique du modèle de Gummel-Poon du transistor bipolaire.	138
Figure III. 4-1 : Préparation des puces pour extraire les paramètres du modèle de Gummel-Poon.....	143
Figure III. 4-2 : Banc de mesure dédié à l'extraction des paramètres nécessaires à la modélisation électrique du transistor bipolaire à fort gain.	144
Figure III. 5-1 : (a) Schéma représentatif du circuit de caractérisation pour l'extraction de R_E . (b) Résultat de mesure de V_{CE} en fonction de I_B	146
Figure III. 5-2 : Courbe représentant la dérivation de la courbe V_{CE} en fonction d' I_B , le paramètre R_E est extrait à partir de la partie linéaire (plateau).....	147

Figure III. 5-3 : Schéma représentatif du circuit de caractérisation pour l'extraction du paramètre R_{bm}	149
Figure III. 5-4 : Schéma représentatif des mesures de paramètres capacitifs du modèle Gummel-Poon	151
Figure III. 5-5 : Résultats de la mesure C-V de la jonction Base-Emetteur du transistor bipolaire à fort gain. Les éléments importants pour l'extraction des paramètres capacitifs du modèle de Gummel-Poon sont marqués.....	152
Figure III. 5-6 : Profil de dopage (net doping) de la jonction Base-Emetteur	154
Figure III. 5-7 : Courbe d'entrée (I_B en fonction de V_{BE}) du transistor bipolaire à fort gain simulée à l'aide de Sentaurus. La valeur estimée pour V_{JE} est marquée sur la courbe..	155
Figure III. 5-8 : Effet d'Early du transistor bipolaire. Les courbes dans la zone linéaire du réseau de sortie présentent certaines pentes qui sont liées à la modulation de la largeur de la Base.	159
Figure III. 5-9 : (a) Modulation de la largeur de la Base (effet d'Early) sous différentes polarisations V_{CE} . (b) Distribution des porteurs minoritaires dans la Base avant et après la modulation de la largeur de la Base	160
Figure III. 5-10 : Configuration du circuit de mesures pour l'extraction des tensions d'Early en direct V_{AF} et en inverse V_{AR}	162
Figure III. 5-11 : Résultats de caractérisation du réseau de sortie du transistor bipolaire à fort gain pour l'extraction de tensions d'Early V_{AF} et V_{AR}	162
Figure III. 5-12 : Résultats de mesure du courant de Collecteur I_C en fonction de la polarisation V_{BE}	169
Figure III. 5-13 : Résultats de la dérivation du courant de Base mesuré (∂I_B) en fonction de V_{BE} . Localisation du point de « coude » sur figure.....	176
Figure III. 5-14 : Evolution de l'erreur totale (E_{tot}) en fonction des différentes valeurs de courant de coude en direct (I_{KF}). L' I_{KF} optimal est marqué en rouge sur la figure.....	181
Figure III. 6-1 : Comparaison des courbes de Gummel en direct simulées et mesurées.	185

Figure III. 6-2 : Comparaison des courbes de sortie en direct simulées et mesurées en direct.	186
Figure III. 6-3 : Comparaison des gains en courant en inverse h_{FC} simulés et mesurés.	187
Figure III. 6-4 : Comparaison des courbes de sortie simulées et mesurées en régime inverse.	187
Figure III. 7-1 : Première simulation électrique du TBBS avec une source de tension alternative de 230V/50Hz.....	191
Figure III. 7-2 : Comparaison de la courbe de Gummel entre la simulation électrique et la caractérisation sous les mêmes conditions de test.....	191
Figure III. 7-3 : Schéma représentatif de l'ajout des résistances supplémentaires pour le nouveau modèle électrique du TBBS.....	192
Figure III. 7-4 : Structure physique d'un transistor bipolaire de puissance soumis à différents niveaux d'injection de courant de Base.....	193
Figure III. 7-5 : Evolution de l'erreur absolue moyenne en pourcentage entre les courbes de Gummel simulée et mesurée du TBBS.	195
Figure III. 7-6 : Comparaison des courbes de Gummel simulées et mesurées d'un TBBS. ..	196
Figure III. 7-7 : Comparaison des courbes de sortie simulées et mesurées d'un TBBS.	197
Figure III. 7-8 : Comparaison des courbes de sortie simulées et mesurées à fort injection de courant de Base ($I_B=500$ mA) pour un TBBS.	198
Figure III. 8-1 : Evolution du gain en courant h_{FE} et de la tenue en tension V_{CEO} en fonction de l'épaisseur de la couche d'épitaxie (a) et de l'Emetteur (b).....	205
Figure III. 8-2 : Association des TBBS en série (a) et en parallèle (b).	206
Figure III. 8-3 : Topologie d'un 5L-SC onduleur dédié au système photovoltaïque domestique.	207
Figure III. 8-4 : Distribution des puissances dissipées en conduction sur les composants de puissance utilisés dans un 5L-SC onduleur.....	208

Liste des annexes

Annexe A : Schéma électrique du générateur d'impulsion de la figuration « double pulse » dédié à la caractérisation dynamique	215
Annexe B : Liste de paramètres du modèle électrique Gummel-Poon proposé pour le transistor bipolaire à fort gain.	217

Introduction générale

La gestion de l'énergie électrique est une priorité qui est au cœur du développement de l'électronique de puissance moderne. Les études récentes relèvent que la consommation chez les particuliers représente une grande partie de la consommation de l'énergie électrique [1]. L'utilisation des appareils électroménagers (ordinateur, réfrigérateur, plaque de cuisson, four, télévision etc...), l'éclairage et le chauffage dans notre vie quotidienne sont très énergivores. Selon des études statistiques, ces applications consomment 37% de la totalité de la production d'électricité annuelle aux Etats-Unis [2]. Ce chiffre est encore plus haut en France, puisqu'il atteint 45% [3]. La réduction de la consommation de l'électricité va générer des gains sur le plan économique mais aussi écologique.

Techniquement, une gestion plus efficace de l'énergie électrique peut être atteinte en développant des bâtiments et des réseaux intelligents. Pour ce faire, il nous faudra mettre de l'intelligence sur le réseau électrique des bâtiments (maison, immeuble d'habitation ou de bureaux) pour faciliter et améliorer la gestion de l'énergie et des appareils électriques. Cette approche exige de remplacer les interrupteurs mécaniques et électromécaniques par des composants électroniques qui pourront être commandés par des organes de commandes intelligents. La conception, la réalisation et l'étude de ces nouveaux composants semi-conducteurs performants sont incontournables lors du développement de bâtiments intelligents afin d'assurer une meilleure gestion de l'énergie électrique.

Dans ce contexte scientifique, le laboratoire GREMAN a proposé un transistor bipolaire à fort gain dans le cadre du projet ISIS (Integrated Switch for Information Society), lancé par le pôle de compétitivité S2E2 avec ses partenaires en 2009 [4]. Grâce à son important gain en courant en Emetteur commun en direct h_{FE} et à une forte tension de claquage de la jonction Base-Collecteur V_{CBO} , une nouvelle structure d'interrupteur bidirectionnel de 600V, nommé TBBS (Transistor Based Bidirectionnal Switch), a pu être développé et présenté dans la thèse de Chawki Benboujema [5]. Ce nouvel interrupteur bidirectionnel à trois électrodes est capable de conduire un courant dans les deux sens à l'état passant et de supporter une tension externe dans les deux sens à l'état bloqué. Ce qui signifie qu'il est en mesure de travailler sur le réseau électrique de 230V/50Hz. Il est totalement commandable à la fermeture et à l'ouverture et présente une faible puissance dissipée d'environ 0,29W/A en conduction selon les premières caractérisations statiques [5]. Mes travaux s'inscrivent dans la poursuite de cette thèse en poursuivant l'étude approfondie sur le transistor bipolaire à fort gain et sur le nouvel interrupteur bidirectionnel (TBBS).

Le premier chapitre traite principalement de la modélisation physique du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS. Avant de développer la procédure de modélisation, le contexte et les mécanismes de fonctionnement du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS sont rappelés. La structure physique du transistor bipolaire à fort gain est ensuite conçue à l'aide de l'outil Sentaurus Process. Nous avons utilisé pour ce faire les différentes étapes du procédé technologique de fabrication et des observations SEPC (Secondary Electron Potential Contrast). Après avoir validé cette structure « process » nous avons développé cette même structure sous l'environnement Sentaurus Structure Editor. L'objectif étant de disposer d'une structure physique facilement paramétrable. La procédure pour définir cette structure « device » sera présentée en détail. A la fin du chapitre, les simulations électriques menées sur la structure « device » seront comparées aux caractérisations expérimentales.

Le deuxième chapitre présente les résultats de caractérisation qui ont été obtenus sur le TBBS. Dans un premier temps, nous allons présenter le banc de caractérisation qui a été développé ainsi que la procédure expérimentale mise en place. Puis les caractérisations qui ont été menées sur le TBBS, à température ambiante, sont présentées. Nous avons travaillé en régime statique puis en régime dynamique. Afin d'étudier l'impact de la température sur le comportement électrique du TBBS et du transistor bipolaire à fort gain, nous avons également caractérisé ces composants à différentes températures. Avant d'exposer les résultats obtenus en régime dynamique, nous avons présenté la solution de commande retenue pour ces composants bipolaires. La stratégie de commande et les enjeux techniques sont présentés comme par exemple la gestion du potentiel flottant.

Le troisième et dernier chapitre de ce mémoire présente la modélisation électrique du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS. Le modèle SPICE de Gummel-Poon est choisi pour établir le modèle électrique de ces deux composants bipolaires. Ce modèle est introduit au début du chapitre ainsi que tous ses paramètres. L'extraction des paramètres de ce modèle s'appuie sur des mesures expérimentales. Le banc de mesure et les conditions de test sont précisés. Les paramètres du modèle sont catégorisés en ohmique, capacitif et non-linéaire. Les configurations de mesure, les résultats de caractérisation, les techniques mathématiques d'extraction des paramètres ainsi que les résultats des extractions sont présentés et expliqués en détail pour chaque catégorie de paramètre. Le modèle électrique obtenu dans un premier temps pour le transistor bipolaire à fort gain est validé et justifié en comparant les résultats de simulation électrique aux résultats expérimentaux. Le modèle électrique du TBBS est ensuite défini en s'appuyant sur le modèle électrique validé du transistor bipolaire à fort gain. Le

TBBS étant composé de deux transistors bipolaires à fort gain connectés en anti-série. Une confrontation des résultats de simulation électrique et des résultats expérimentaux obtenus sur le TBBS nous permet de proposer et de disposer, à la fin du chapitre, d'un nouveau modèle électrique validé.

I. Premier chapitre : Présentation et modélisation physique du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS

I. 1. Introduction

Le bâtiment intelligent permet aux habitants et utilisateurs de contrôler l'éclairage, le chauffage, la ventilation, la sécurité et les autres systèmes via une procédure (ou les commandes) automatisée ou à distance [6]. Cela apporte aux utilisateurs un confort et une meilleure efficacité en termes de gestion de l'énergie électrique. La consommation des appareils électriques et électroménagers au sein, de ce genre de bâtiment, peut être contrôlée et adaptée en fonction de la demande des consommateurs et des conditions intérieures et extérieures en temps réel.

En associant divers capteurs et la technologie de l'Internet des Objets (Internet of Things, IoT), le bâtiment intelligent possède également un grand avantage en termes de fiabilité et de sécurité [7]. Le pilotage et la maintenance du bâtiment peuvent être automatisés et pilotés à distance. Maintenant il ne doit plus seulement comprendre l'automatisation des tâches, mais également la production décentralisée de l'électricité à partir de sources renouvelables (chargeur du véhicule électrique par exemple) [8].

Le bâtiment intelligent est composé d'organes de commandes et d'actionneurs (voir Figure I. 1-1) [9]. Les actionneurs, les appareils électroménagers, les systèmes de sécurité et de télésurveillance, l'éclairage, le chauffage, les appareils électriques, la prise pour le véhicule électrique et les systèmes de production décentralisée sont mis en réseau grâce aux organes de commandes. Leur communication s'effectue via les commandes sans fil (infrarouge, radio, Wifi) ou des liaisons filaires (CPL, BUS et Ethernet).

Le marché mondial du bâtiment intelligent a été évalué approximativement à 7 milliards de dollars en 2014, et ce chiffre est estimé à 36 milliards de dollars en 2020, soit 30% de croissance annuelle dans les quatre prochaines années [10]. La croissance du marché du bâtiment intelligent est pilotée par divers facteurs comme le rythme accéléré de l'urbanisation, la bonne efficacité de la gestion de l'énergie et les forts soutiens des gouvernements. Les grands acteurs dans ce domaine comme General Electric, ABB, Hewlett-Packard, Schneider Electric, EDF, ont intensifié leurs investissements. La Figure I. 1-2 nous montre l'évolution des chiffres d'affaires de 2014 jusqu'à 2020 [10]. On peut constater que

l'Europe est le premier marché du bâtiment intelligent, notamment dans les pays comme la France et l'Allemagne.

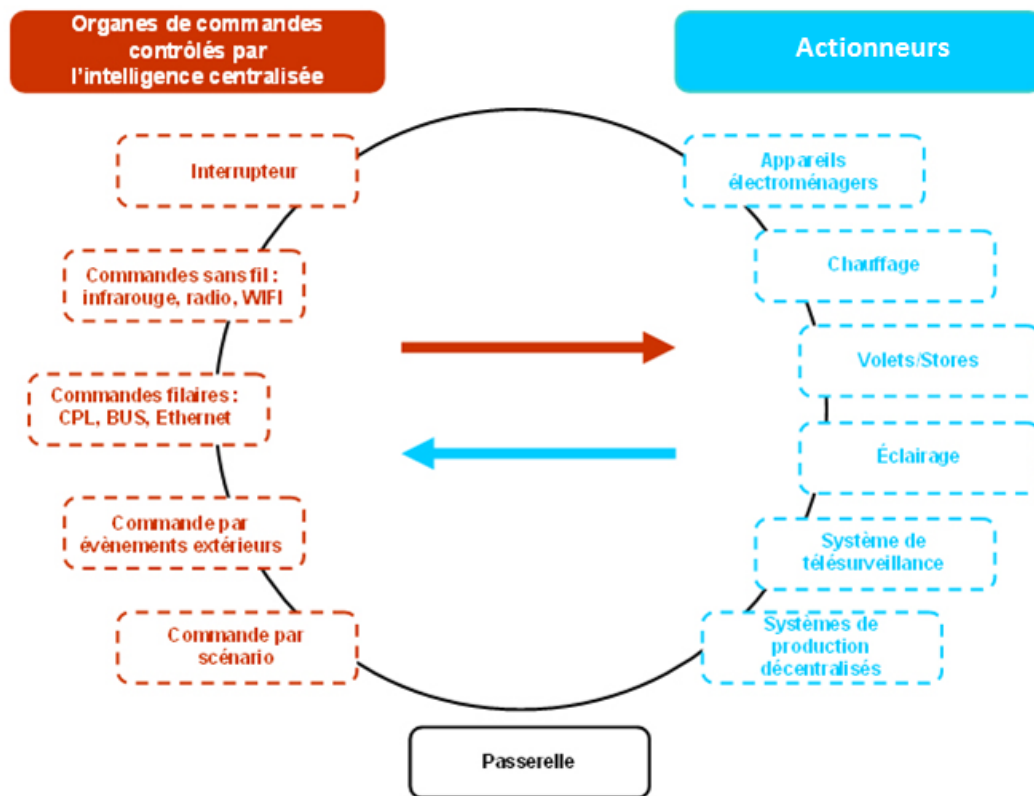


Figure I. 1-1 : Composition des systèmes du bâtiment intelligent.

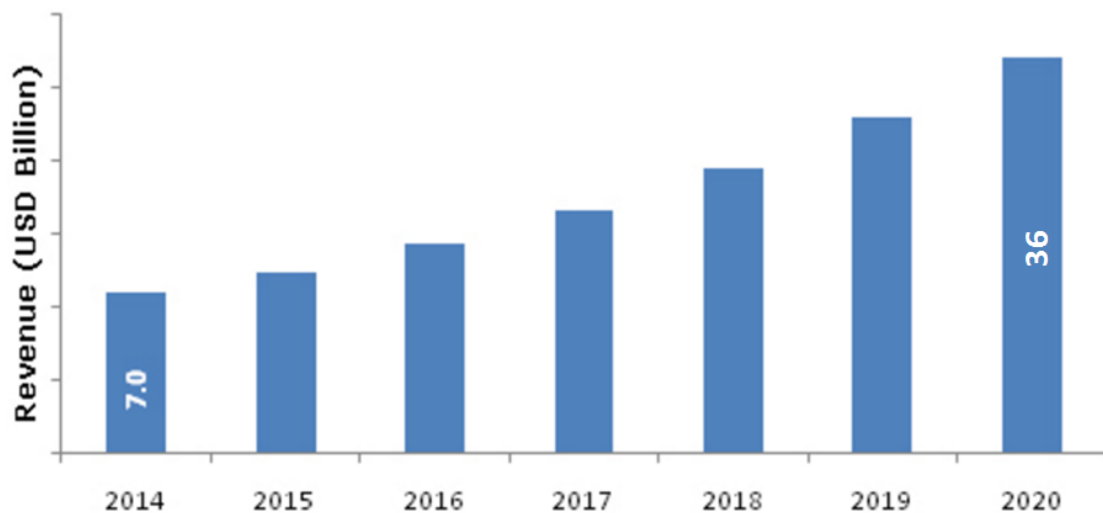


Figure I. 1-2 : Estimation du chiffre d'affaires mondial du marché du bâtiment intelligent de 2014 à 2020, selon Zion Research Analysis.

Le développement du bâtiment intelligent nécessitera de remplacer les interrupteurs mécaniques et électromécaniques par des composants électroniques facilement commandable.

Par conséquent les interrupteurs semi-conducteurs bidirectionnels en courant et en tension, qui sont capables de travailler sur le secteur alternatif 230V/50Hz, joueront un rôle important dans la construction des bâtiments intelligents. Les diverses applications pour les interrupteurs bidirectionnels exigent qu'ils soient capables de travailler avec différents types de charges : soit des charges résistives, des charges inductives, des charges capacitatives et des charges non-linéaire.

Il sera nécessaire que les interrupteurs bidirectionnels valident les critères suivants :

- Capacité de supporter une tension maximale de 600V dans les deux sens.
- Capacité de conduire le courant dans les deux sens à l'état passant.
- Commandabilité totale à la fermeture et à l'ouverture.
- Faible puissance dissipée en régime statique et dynamique.
- Solutions de commande simples.
- Coût modeste.

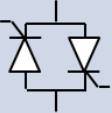
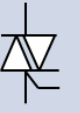
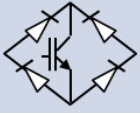
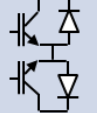
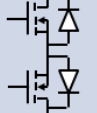
Dans ce contexte, un état de l'art des solutions existantes pour réaliser les interrupteurs bidirectionnel (AC Switch) est présenté. Plusieurs solutions d'AC Switch largement utilisées actuellement sont listées dans le Tableau I. 1-1. Nous fixons certains critères importants afin d'évaluer les avantages et les inconvénients de chaque solution. Les critères fixés sont la commandabilité à l'ouverture et à la fermeture qui sont essentiels pour pouvoir travailler avec tous types de charges, la puissance dissipée en conduction qui évalue son niveau de pertes en fonctionnement, et enfin le coût de la solution.

Dans le Tableau I. 1-1, cinq solutions d'interrupteur bidirectionnel sont listées. Chaque solution sera présentée brièvement et leurs avantages/inconvénients seront expliqués.

Tout d'abord, Le SCR (Silicon Controlled Rectifier) ou thyristor est un composant électronique semi-conducteur à trois électrodes composé de quatre couches de silicium dopées alternativement par des accepteurs (zone P) et des donneurs (zone N). La structure physique du thyristor peut être schématisée à l'aide de deux transistors bipolaires de différents types (NPN et PNP) connectés ensemble. Les trois électrodes s'appellent respectivement la gâchette, l'anode et la cathode. L'anode et la cathode se trouvent de part et d'autre des extrémités des quatre couches NPNP. La troisième électrode, la gâchette, est connectée à la couche P près de la cathode, elle sert à commander le thyristor. Les SCRs se servent du

passage par zéro du courant pour s'ouvrir, cela les rend inutilisables seuls pour la commande d'un courant continue [11].

Tableau I. 1-1 : Etat de l'art et comparaison des solutions d'interrupteur bidirectionnel existantes en silicium.

Solutions d'interrupteur bidirectionnel	SCRs (Thyristors)	TRIAC	Diode bridge + IGBT	IGBTs + diodes	SJ-MosFETs + diodes
Schéma représentatif					
Puissance dissipée en conduction	++	++	--	--	-
Commandabilité à la fermeture	-	+	++	+	+
Commandabilité à l'ouverture	N/A	N/A	++	+	+
Coût	+	++	+	-	--

En fait, le thyristor est un composant unidirectionnel en courant permettant de réaliser la fonctionnalité d'un interrupteur bidirectionnel, il est possible de mettre deux SCRs associés en anti-parallèle, voir Tableau I. 1-1. Le thyristor présente une chute de tension à l'état passant V_{ak} qui vaut environ 1V ou 2V en fonction du courant direct I_{ak} . Cette chute de tension entraîne une puissance dissipée en conduction d'environ 1W/A, ce qui est relativement faible par rapport aux autres solutions d'AC switch du tableau. Le grand inconvénient de cette solution est que le composant SCR n'est commandable qu'à la fermeture. Il faut attendre que le courant I_{ak} s'annule pour qu'il puisse s'ouvrir. La solution SCRs ne dispose que de la moitié de la commandabilité par rapport aux autres solutions d'interrupteur bidirectionnel présentées dans ce même tableau.

Contrairement au thyristor, le Triac est bidirectionnel en courant. Il peut être considéré comme une version monolithique de la solution d'interrupteur bidirectionnel faisant appel à deux SCRs connectés tête-bêche. TRIAC est l'acronyme pour « TRIode Alternating Current ». Le TRIAC se commande à l'aide d'une gâchette, les deux autres bornes du composant s'appellent respectivement A1 et A2. Il existe 4 façons d'amorcer un TRIAC. Elles dépendent du signal des potentiels appliqué sur la gâchette et l'anode 2 (A2). L'anode 1 (A1) est considérée comme le potentiel de référence. Comme le fonctionnement du TRIAC est similaire avec la solution de SCRs, il possède également de bonnes performances en

termes de puissance dissipée et n'est commandable qu'à l'amorçage. Mais grâce à la maturité de sa technologie de fabrication, le coût de cette solution est très compétitif.

La troisième solution propose la combinaison d'un pont de diodes avec un composant unidirectionnel IGBT. La direction du courant est réglée par les diodes. Le courant circule toujours du Collecteur de l'IGBT vers l'Emetteur quelle que soit la polarisation externe. L'avantage de cette solution est qu'elle peut être commandée à l'ouverture et à la fermeture à tout moment. Ce qui est un point important par rapport aux solutions de SCRs et TRIAC. En revanche l'utilisation des diodes de puissance entraîne une chute de tension importante en conduction. Le courant circule toujours au travers de trois composants – deux diodes de puissance et un IGBT. Normalement la chute de tension aux bornes de l'IGBT est d'environ 1V-1,5V. La chute de tension dans chaque diode de puissance est du même ordre de grandeur. La puissance dissipée de l'ensemble de cette solution est supérieure à 3W/A. La puissance dissipée est un des points faibles de cette solution.

Les solutions IGBTs+diodes et SJ-MosFET suivent le même principe de fonctionnement. Un pont en H est formé par deux composants actifs (IGBT ou MosFET) et deux diodes de puissance. Les deux composants actifs travaillent de manière complémentaire. Le courant dans cette structure circule à tout moment au travers d'un composant actif et d'une diode. Comme dans la solution précédente, l'utilisation des diodes de puissance provoque de grandes pertes en conduction, ce qui est un inconvénient majeur. En plus, l'utilisation de composants actifs accroît le coût total (particulièrement pour les MosFETs de 600V avec une faible $R_{DS(on)}$) et complique le circuit de commande.

A partir de l'analyse abordée ci-dessus, nous pouvons voir que les solutions d'interrupteur bidirectionnel actuelles ont chacune leurs propres avantages et inconvénients. Dans ce contexte technique, afin de répondre aux exigences de développement des bâtiments intelligents pour une meilleure gestion de l'énergie électrique, le laboratoire GREMAN s'est investi dans la proposition et le développement de nouvelles solutions d'interrupteur bidirectionnel qui permettent de surmonter les inconvénients majeurs des solutions actuelles. Comme le thyristor ne peut pas être commandé à l'ouverture et l'IGBT présente une tension de seuil importante, nous avons décidé de développer des composants bipolaires qui sont totalement commandables et qui possèdent de faibles pertes à l'état passant. S'inscrivant dans le projet ISIS (Integrated Switch for Information Society), le laboratoire GREMAN a proposé

un transistor bipolaire à fort gain et une structure innovante d'interrupteur bidirectionnel basée sur ce dernier, qui s'appelle le TBBS (Transistor Based Bidirectional Switch).

Le concept de cette nouvelle structure d'interrupteur bidirectionnel a été proposé pour la première fois dans la thèse de Chawki Benboujema (soutenue en 2011) [5]. Le TBBS est composé de deux transistors bipolaires à fort gain connectés en anti-série, dont les deux Emetteurs sont liés ensemble et les deux transistors bipolaires à fort gain partagent une Base commune. Grâce au gain en courant en inverse h_{FC} très important de chaque transistor bipolaire à fort gain élémentaire, le TBBS est capable de conduire le courant dans les deux sens. Le fonctionnement du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS sera développé en détail dans le prochain paragraphe de ce chapitre.

Le TBBS dispose plusieurs avantages par rapport aux autres solutions d'AC switch existantes. Les premières tests et caractérisations montre que sa puissance dissipée en conduction est inférieure de 1W/A. Sa construction à partir de deux transistors bipolaires à fort gain détermine sa capacité de commander à la fermeture et à l'ouverture, ce qui signifie une commandabilité totale. En termes de coût de fabrication, la réalisation du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS est totalement compatible avec les technologies actuelles de fabrication des composants bipolaires comme l'IGBT et le TRIAC.

Afin d'étudier et d'exploiter plus précisément le transistor bipolaire à fort gain et plus important le nouvel AC switch TBBS, il est nécessaire d'établir leurs modèles physiques. La modélisation physique de ces deux nouveaux composants développés au sein du laboratoire GREMAN sera présentée plus tard dans ce chapitre.

I. 2. Présentation du transistor bipolaire à fort gain

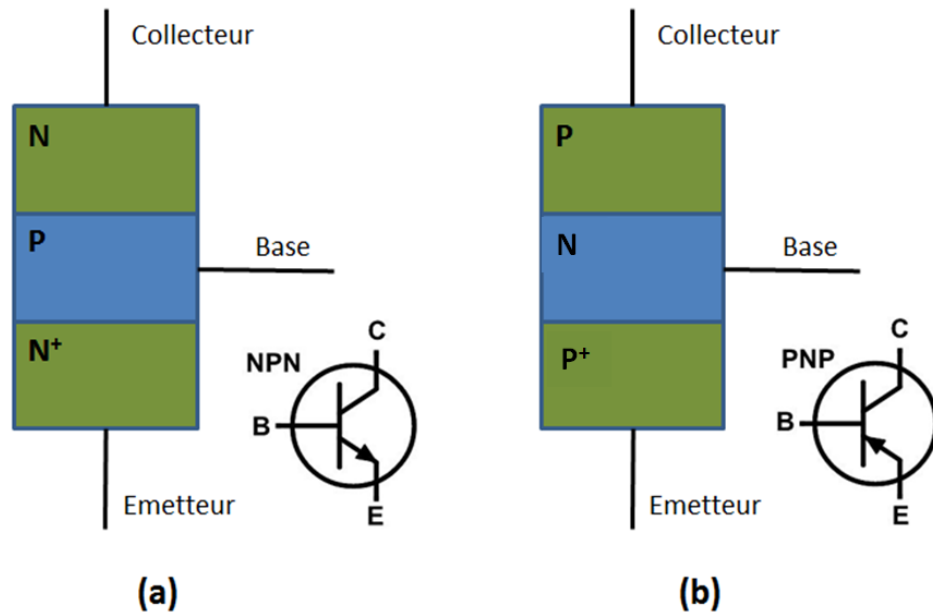
Le transistor bipolaire à fort gain est l'élément central de l'interrupteur bidirectionnel TBBS. Par rapport aux transistors bipolaires de puissance conventionnels, notre transistor bipolaire dispose d'un gain en courant en Emetteur commun très important, tout en gardant de fortes tensions de claquage (V_{CEO} , V_{CBO}). Un gain en courant important et une tension de claquage élevée sont généralement contradictoires, ce qui veut dire que l'augmentation du gain en courant se fait normalement au détriment de la tension de claquage. Afin de proposer le meilleur compromis qui soit, le concept du GAT (Gate Associated Transistor) est appliqué dans un transistor bipolaire conventionnel. Des caissons de protection, fortement dopés de bores (P^+), sont introduits à côté de la Base active afin de protéger cette dernière par auto blindage.

Pour mieux comprendre le fonctionnement du transistor bipolaire à fort gain, nous allons tout d'abord présenter un transistor bipolaire conventionnel, sa structure physique puis son principe de fonctionnement. Cette présentation sera suivie par l'introduction du concept du GAT et les caractéristiques statiques du transistor bipolaire à fort gain seront présentées.

I. 2. 1. Introduction général sur le transistor bipolaire

Le transistor bipolaire est composé de trois régions distinctes, qui sont dopées alternativement N et P. Cela signifie qu'il y a deux jonctions PN au sein du transistor bipolaire. La Figure I. 2-1 présente les coupes schématiques des transistors NPN et PNP ainsi que leurs propres symboles électriques. Le transistor bipolaire est un composant actif à trois électrodes, qui s'appellent respectivement le Collecteur, l'Emetteur et la Base. L'épaisseur de la région de Base est petite par rapport à la longueur de diffusion des porteurs minoritaires. La notation + signifie que la région correspondante est fortement dopée ($>10^{18} \text{ at}\cdot\text{cm}^{-3}$) [12]. Normalement l'Emetteur est la région la plus fortement dopée parmi les trois. Le Collecteur est la région la plus faiblement dopée.

La structure physique du transistor bipolaire n'est pas totalement symétrique, l'épaisseur et le dopage des trois couches sont très différents.



**Figure I. 2-1 : Schéma représentatif et symbole électrique du transistor bipolaire
(a) NPN et (b) PNP.**

La Figure I. 2-2 présente la coupe transversale d'un transistor bipolaire. Il est évident que cette structure réelle est beaucoup plus complexe que le schéma de la Figure I. 2-1. Cette complexité est due à la présence des contacts métalliques qui sont mis à la surface du wafer, à l'introduction de la couche enterrée et de la couche épitaxiée. Les périphéries d'isolation P⁺ compliquent également davantage la coupe transversale. En termes de dimensions géométriques, l'épaisseur de l'Emetteur et de la Base des transistors bipolaires de puissance modernes sont de quelques microns. Afin de supporter 600V à l'état bloqué, l'épaisseur de la couche d'épitaxie devra être supérieure au moins à 50 μm [13], [14].

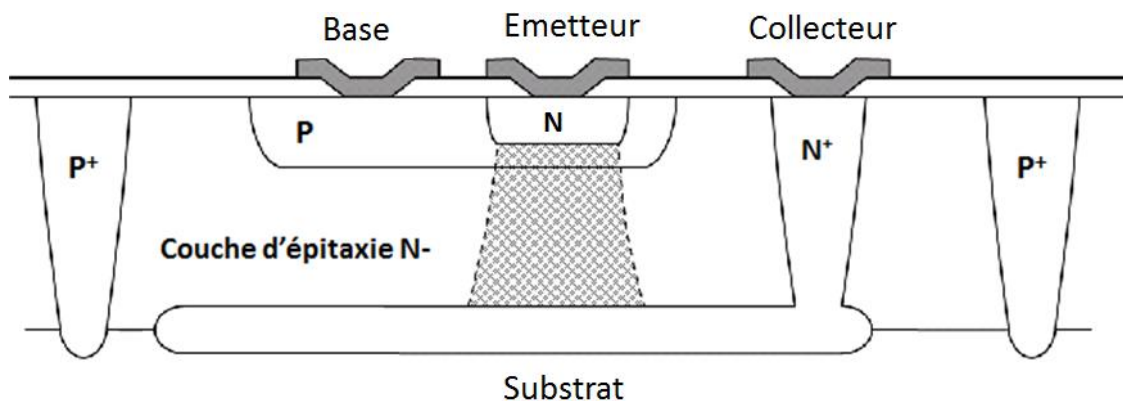


Figure I. 2-2 : Vue en coupe transversale d'un transistor bipolaire.

I. 2. 1. (a). Principe de fonctionnement du transistor bipolaire

Le transistor bipolaire étudié dans ce paragraphe sera le NPN par défaut. Mais il faut souligner que les équations et les mécanismes sont également applicables aux transistors PNP. La Figure I. 2-3 (a) présente le profil de concentration (Net doping) dans chacune des trois régions du transistor bipolaire. Les trois couches sont homogènement dopées.

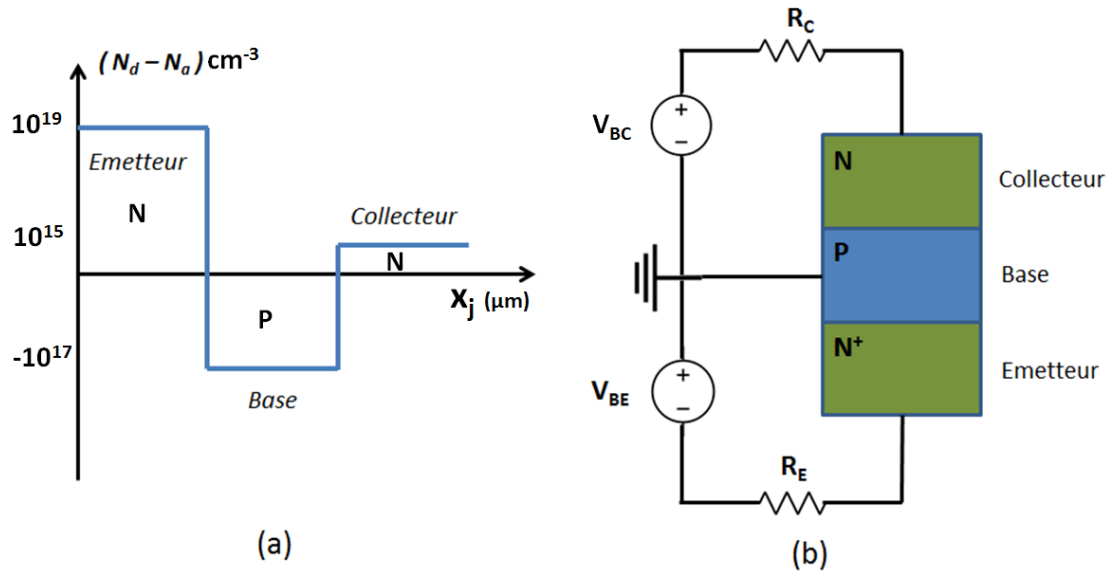
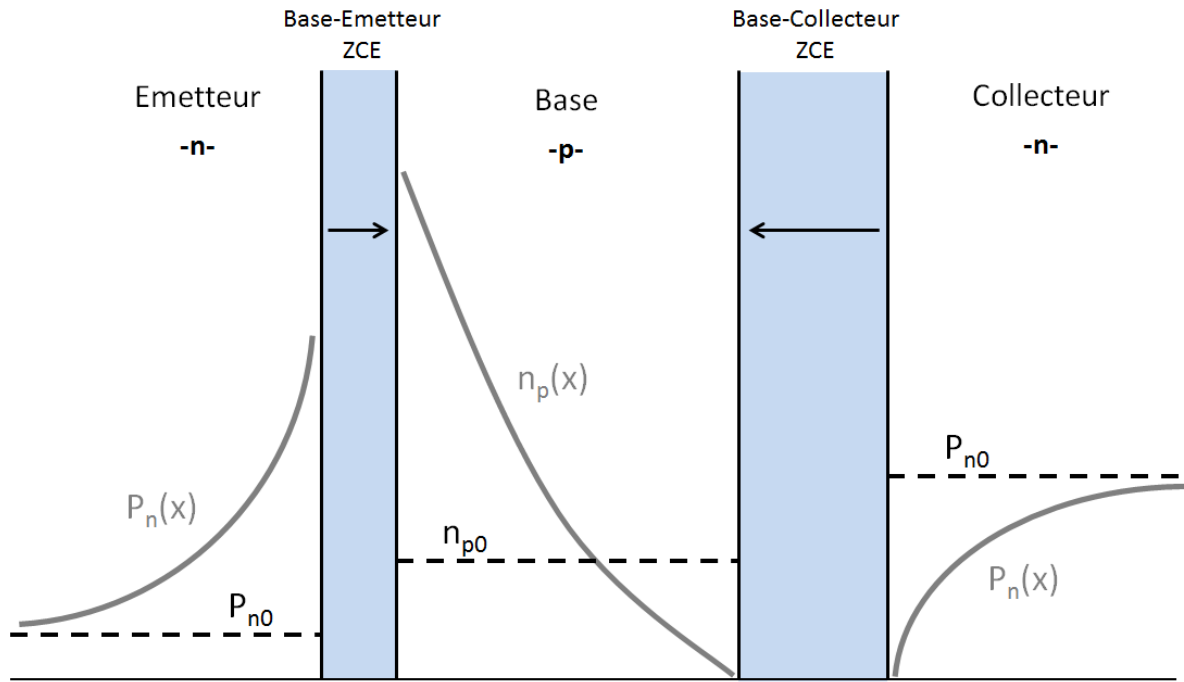
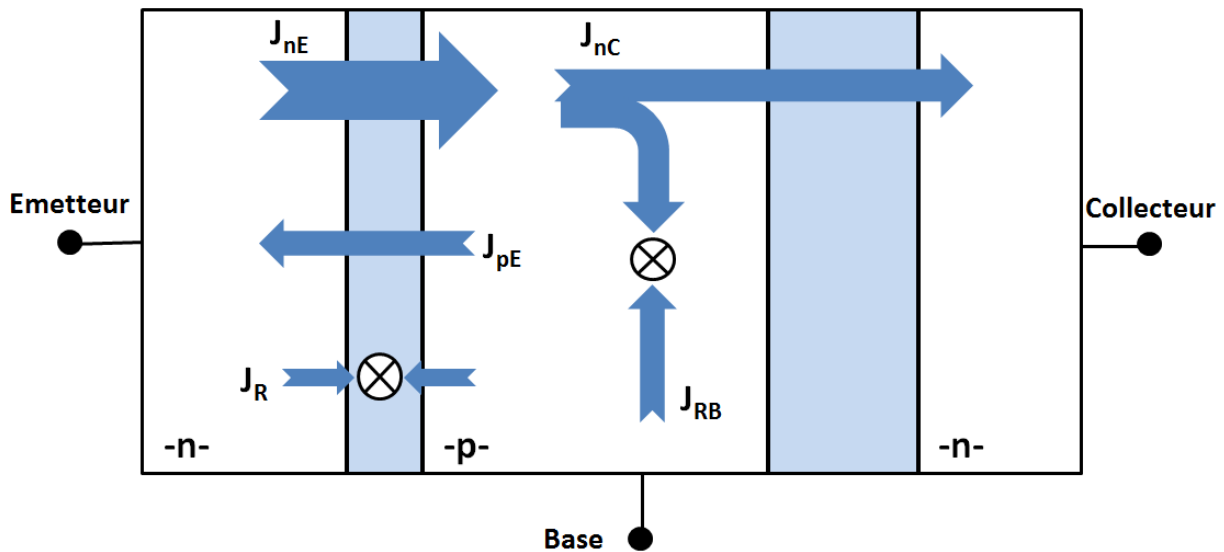


Figure I. 2-3 : (a) Profil idéal de concentration pour un transistor bipolaire homogènement dopé. (b) Configuration d'un transistor bipolaire polarisé en direct.

En régime direct (ou forward-active mode) la jonction PN de la Base-Emetteur est polarisée en direct, celle de la Base-Collecteur est en inverse (Figure I. 2-3). Dans cette configuration, le fonctionnement du transistor bipolaire est le suivant : la jonction Base-Emetteur est polarisée en direct, par conséquent les électrons provenant de l'Emetteur sont injectés dans la Base. Une partie de ces électrons injectés vont se recombiner avec les ions accepteurs présents dans la base, l'autre partie traversera la Base. A ce moment, la jonction Base-Collecteur est inversement polarisée. La distribution des porteurs minoritaires dans le transistor est comme ce qui est présenté dans la Figure I. 2-4 (a). Le gradient important de la concentration d'électrons signifie que ces électrons injectés de l'Emetteur diffuseront dans la zone de déplétion de la jonction Base-Collecteur en traversant la région de Base. Ensuite les électrons diffusés seront attirés vers le Collecteur grâce au champ électrique présent dans la ZCE.



(a)



(b)

Figure I. 2-4 : (a) Distribution des porteurs minoritaires dans un transistor bipolaire polarisé en régime direct. (b) Composition de flux de densité de courant au sein d'un transistor bipolaire en régime direct.

La Figure I. 2-4 (b) présente la répartition de la densité de courant dans un transistor bipolaire travaillant en régime direct. Le terme J_{nE} est la densité du courant d'électrons injectés de l'Emetteur vers la Base. Le flux d'électrons diffuse en traversant la Base, une

petite portion de ce courant se recombine avec les porteurs majoritaires de trous dans la Base. Les porteurs majoritaires qui ont disparus lors de la recombinaison doivent être compensés par les trous injectés dans la Base. Ce courant de trous provenant de la Base est marqué comme J_{RB} dans la Figure I. 2-4 (b). Les électrons qui atteignent le Collecteur apparaissent sous la dénomination J_{nC} . Les porteurs majoritaires injectés dans la Base entraînent un flux de courant de trous traversant la jonction Base-Emetteur, marqué J_{pE} . Les électrons et trous injectés dans la jonction Base-Emetteur se recombinent dans la ZCE de cette région, et ceci un courant d'électrons J_R .

Il est souhaitable que les électrons puissent atteindre le Collecteur sans trop se recombiner avec les porteurs majoritaires présents dans la région de Base. La largeur de la Base devra donc être inférieure autant que possible à la longueur de diffusion des porteurs minoritaires. Si la largeur de la région de Base est très petite devant la longueur de diffusion des électrons, la concentration des porteurs minoritaires d'électrons est fonction de la tension sur la jonction Base-Emetteur et Base-Collecteur. Une autre approche pour minimiser l'effet de recombinaison dans la Base est de réduire la concentration de la région de Base. C'est pour ces deux raisons que la concentration de la Base devra rester faible ainsi que son épaisseur, on augmentera alors l'efficacité d'injection de l'Emetteur et le facteur de transport de la Base.

I. 2. 1. (b). Modes de fonctionnement du transistor bipolaire

La Figure I. 2-5 présente un transistor bipolaire fonctionnant en Emetteur commun. Dans cette configuration, le transistor bipolaire peut travailler selon 4 modes de fonctionnement, qui sont respectivement le mode bloqué, linéaire, saturé et inverse.

Si la polarisation de la jonction Base-Emetteur est égale à zéro ou négative ($V_{BE} \leq 0$), les porteurs majoritaires, à savoir les électrons de l'Emetteur, ne peuvent pas être injectés dans la Base. De plus, la jonction Base-Collecteur est également inversement polarisée, aucun électron ne pourra traverser le transistor bipolaire (cas idéal), du coup les courants d'Emetteur et de Collecteur seront égaux à zéro. Dans ce cas-là, le transistor bipolaire travaille en régime bloqué (Cut-off mode).

Quand la jonction Base-Emetteur est polarisée en direct ($V_{BE} > V_{BE(seuil)}$), le courant d'Emetteur I_E est généré. Les électrons injectés dans la Base entraîneront l'apparition d'un courant de Collecteur I_C . Nous pourrions alors déduire une expression reliant les différentes tensions du circuit électrique de la Figure I. 2-5.

$$V_{CC} = I_C R_C + V_{CB} + V_{BE} = V_{RC} + V_{CE} \quad \text{Equation 1-1}$$

Si V_{CC} est assez grande et V_{RC} (chute de tension sur la charge R_C) est petite, et alors V_{CB} est positive, ce qui signifie que la jonction Base-Collecteur est polarisée en inverse. Le transistor bipolaire travaille dans sa zone linéaire (forward-active mode).

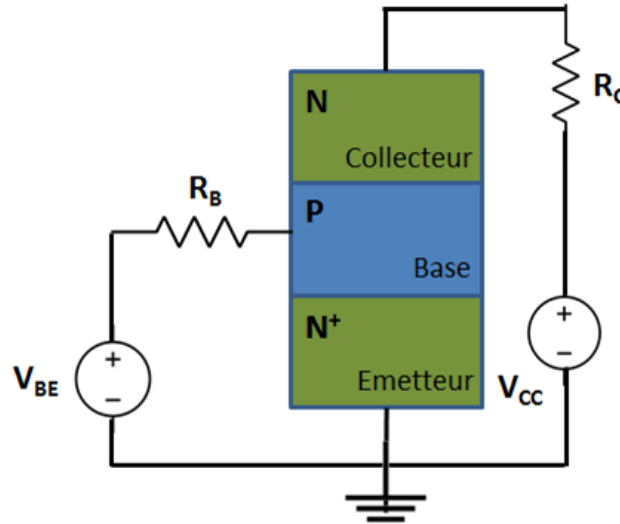


Figure I. 2-5 : Transistor bipolaire en configuration Emetteur commun.

Au fur et à mesure de la croissance de la polarisation V_{BE} , le courant de Collecteur I_C augmente. La chute de tension sur la résistance de charge, V_{RC} , devient également plus importante. La croissance de V_{RC} résulte de la chute de V_{CB} . A un moment donné, le courant de Collecteur peut devenir assez grand pour que la différence entre V_{CC} et V_{RC} diminue jusqu'à atteindre zéro. Si le courant de Collecteur continue à croître, la polarisation de la jonction Base-Collecteur V_{CB} devient négative, ce qui signifie que la jonction est polarisée en direct. Dans cette condition, le transistor bipolaire travaille dans sa zone de saturation. Les deux jonctions Base-Emetteur et Base-Collecteur sont polarisées en direct. Le courant de Collecteur n'est plus contrôlé par la tension V_{BE} . Il faut remarquer ici que le concept de « saturation » pour les transistors bipolaires est différent de celui du MosFET. La saturation du transistor bipolaire veut dire que le courant et la tension de sortie ne changent plus, même si la polarisation de la jonction Base-Emetteur évolue.

Pour terminer, le quatrième mode de fonctionnement des transistors bipolaires va être présenté. Celui s'appelle « polarisation en inverse » (Inverse-active mode). Il a lieu quand la jonction Base-Emetteur est polarisée en inverse alors que la jonction Base-Collecteur est polarisée en direct. Dans cette configuration le transistor bipolaire travaille en inverse, le gain

en courant inverse h_{FC} est généralement moins important que celui mesuré en direct à savoir h_{FE} . Ce fonctionnement est rarement utilisé dans les applications conventionnelles des transistors bipolaires, mais nous l'utiliserons pour réaliser la bidirectionnalité du TBBS.

I. 2. 1. (c). Etat passant : Courbe de Gummel

En électronique, la courbe de Gummel implique généralement la combinaison des deux courbes spécifiques du transistor bipolaire regroupées et présentées sur la Figure I. 2-6. La courbe de Gummel est très utile lors de la caractérisation électrique des composants bipolaires car elle reflète la capacité de ce composant à amplifier le courant de commande [15].

Les circuits de puissance travaillent à de forte densité de courant J_C , dans les circuits amplificateur la densité de courant est relativement faible. Le gain en courant en Emetteur commun du transistor bipolaire, quelle que soit la polarisation, chute considérablement à fort et faible densité de courant J_C . La chute du gain en courant du composant bipolaire peut entraîner la décroissance du courant de Collecteur ou l'augmentation de la chute de tension aux bornes du composant. Afin de faire travailler le composant bipolaire de manière optimale et pour maintenir le point de fonctionnement du circuit, il faut connaître l'évolution du gain en courant en fonction de J_C , c'est la raison pour laquelle l'obtention de la courbe de Gummel du transistor bipolaire à fort gain est essentielle. Nous allons expliquer l'évolution de la courbe de Gummel dans la suite du paragraphe.

Nous pouvons constater en observant la Figure I. 2-6, que le courant de Collecteur I_C s'aplatit, cela est dû à l'effet de forte injection de la Base (high-level injection effect) lorsque la polarisation de la jonction Base-Emetteur V_{BE} est importante. L'injection des électrons est beaucoup plus importante que la concentration de la Base N_B . Le courant de Base augmente sans cesse même lorsque V_{BE} est élevée parce que la concentration de l'Emetteur est normalement suffisamment grande ($>10^{18} \text{ at}\cdot\text{cm}^{-3}$), il est pratiquement impossible d'injecter une densité de courant de Collecteur J_C supérieure à ce niveau, cela limite l'effet de forte injection de l'Emetteur [16].

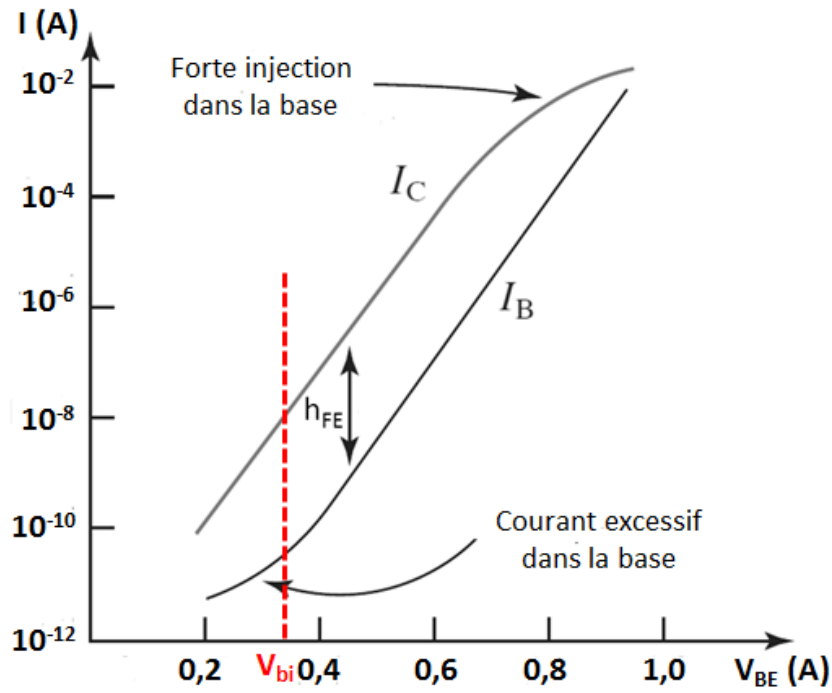


Figure I. 2-6: Evolution du courant dans le Collecteur I_C et dans la Base I_B en fonction de la polarisation de la jonction Base-Emetteur V_{BE}

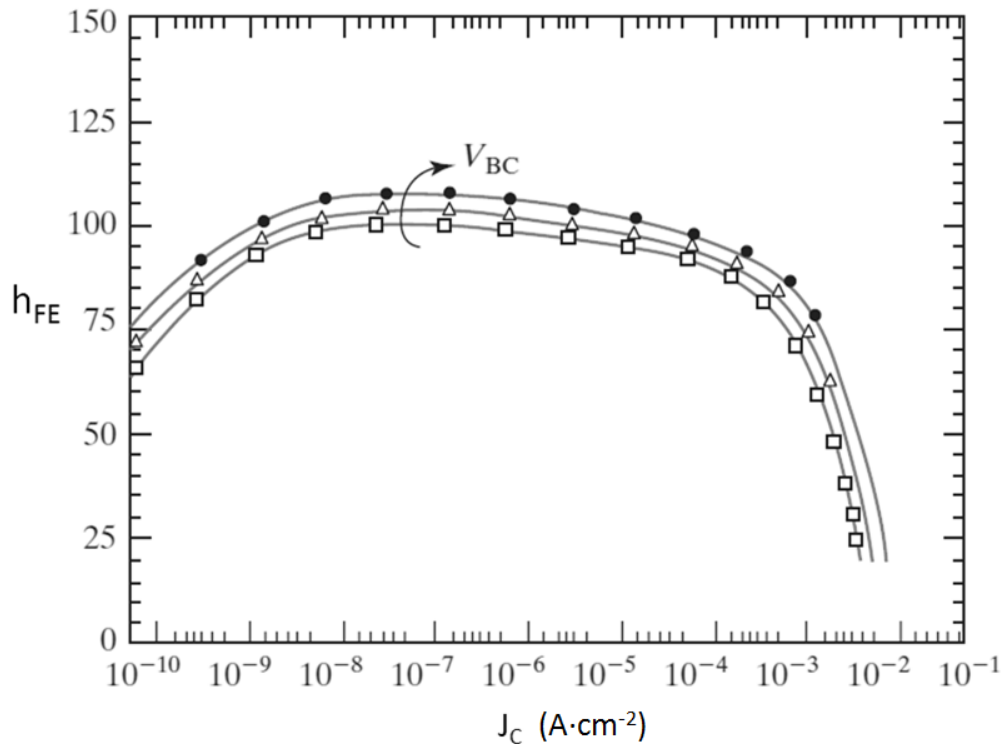


Figure I. 2-7: Courbe de Gummel d'un transistor bipolaire de puissance pour différentes V_{BC} . Le gain en courant h_{FE} chute dans les régions de fortes et faibles densités de courant de Collecteur (J_C).

Sur la partie linéaire de la Figure I. 2-6 qui se trouve au milieu, les courbes de courant sont parallèles. Le gain en courant h_{FE} , qui est le ratio entre I_C et I_B , restera relativement constant. Ce phénomène est visible sur la courbe de Gummel qui est représentée Figure I. 2-7. Nous pouvons constater, que la pente du gain en courant en direct h_{FE} commence à décroître très vite quand J_C est supérieur à $10^{-3} \text{ A}\cdot\text{cm}^{-2}$, cela peut changer le point de fonctionnement quand le courant de Collecteur est important.

I_B observé sur la Figure I. 2-6 est le courant dans la jonction Base-Emetteur. Celui-ci apparaît quand la polarisation est supérieure à la tension de seuil (Built-in potentiel V_{bi}). La pente de I_B s'aplatit quand V_{BE} est faible, ce phénomène est dû au courant de saturation inverse qui traverse la Zone de Charge d'Espace (ZCE) et qui entraîne la chute du gain en courant.

La courbe de Gummel est très sensible à la température. Normalement, quand le courant de Collecteur est important, la température de la jonction commence à augmenter. Cette augmentation de la température modifiera plusieurs paramètres intrinsèques de la jonction, du coup cela fera accroître le courant de saturation inverse ce que entraînera une hausse du gain en courant (en directe et en inverse). Une étude détaillée sur les phénomènes thermiques dans les transistors bipolaires sera abordée dans le chapitre II.

I. 2. 1. (d). Réseau de sortie

La courbe de Gummel permet d'extraire l'un des paramètres les plus importants des transistors bipolaires à savoir le Gain en courant en Emetteur commun h_{FE} pour une large plage de densité de courant de Collecteur. Le réseau de sortie est également essentiel pour qualifier les transistors bipolaires. Ce réseau présente l'évolution du courant de Collecteur I_C en fonction de la tension V_{CE} pour plusieurs niveaux de courant de Base I_B , comme nous l'observons sur la Figure I. 2-8.

On peut observer sur la Figure I. 2-8 qu'un transistor bipolaire a trois zones de fonctionnement différentes qui sont respectivement : la zone de saturation, la zone linéaire et la zone bloquée.

En régime bloqué, le courant de Base est nul ou négatif, les deux jonctions du transistor bipolaire sont donc toutes les deux polarisées en inverse. Même s'il y a une tension non-nulle imposée entre le Collecteur et l'Emetteur, peu de courant I_{CEO} traverse le

composant. En pratique, afin d'assurer l'état bloqué du transistor bipolaire, une tension nulle ou négative est généralement imposée sur la jonction Base-Emetteur. Le transistor bipolaire se comporte alors comme un interrupteur ouvert.

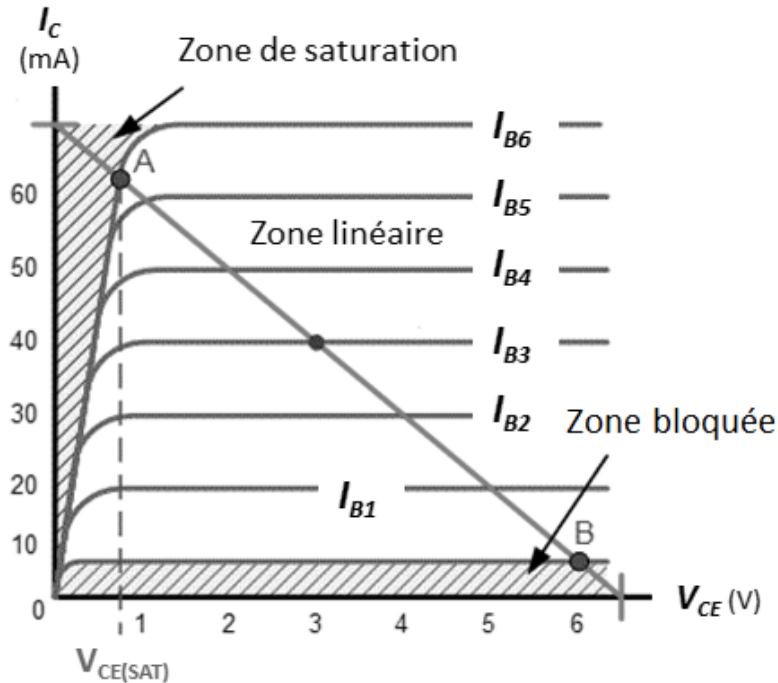


Figure I. 2-8: Réseau de sortie du transistor bipolaire, courant de Collecteur I_C en fonction de la tension Collecteur-Emetteur V_{CE} pour différents niveaux de courant de Base I_B .

Dans la zone linéaire ou d'amplification, la jonction Base-Emetteur du transistor bipolaire est polarisée en direct, la jonction Base-Collecteur est polarisée en inverse. Quand la tension V_{CE} dépasse une certaine valeur (1V ou 2V typiquement), on peut constater que le courant de Collecteur I_C évolue peu. Ceci s'explique par le fait que la plupart des électrons injectés dans la Base sont attirés par le Collecteur quand la polarisation de la jonction Base-Collecteur est suffisamment grande. Donc même si la tension V_{CE} augmente beaucoup, le courant I_C change peu pour un courant de Base I_B fixe. Si l'on change I_B , I_C changera proportionnellement, ils respectent la relation $I_C = h_{FE} \times I_B$. Le courant de Collecteur, I_C , peut être contrôlé par le courant de Base I_B , la relation entre eux est linéaire, c'est pourquoi cette zone de travail du transistor bipolaire est appelée la zone « linéaire ».

Si l'on réduit la tension de Collecteur à une valeur très petite (moins de 1V), la polarisation de la jonction Base-Collecteur n'est plus assez grande. Par conséquent les électrons injectés dans la Base ne peuvent plus être attirés efficacement par le Collecteur et

traverser le composant. Cela produit un effet de « roadblock » où les électrons libres sont accumulés dans la Base. Le courant de Collecteur I_C n'est alors plus contrôlé par le courant de Base I_B , mais par la tension imposée sur le Collecteur. Cette zone s'appelle la zone de saturation [17], [18].

On peut noter que, pour les transistors bipolaires de puissance verticaux, il existe une zone de fonctionnement supplémentaire qui s'appelle la zone de quasi-saturation. Elle est liée à la présence de la région faiblement dopée du Collecteur. Cette région supporte une partie de la tension imposée, la jonction Base-Emetteur supporte alors une polarisation réduite. Sur la Figure I. 2-8, cette zone de fonctionnement se situe sur le coude de chaque courbe $I_C=f(V_{CE})$. Les autres zones de saturation du transistor bipolaire de puissance sont désignées comme des zones de saturation profondes afin de les différencier des zones de quasi-saturation.

A partir des explications données sur chacune des trois zones de fonctionnement, on peut déterminer que les deux applications principales du transistor bipolaire seront interrupteur et amplificateur. En tant qu'amplificateur, le transistor bipolaire travaille dans la zone linéaire où le gain en courant h_{FE} reste assez grand et est presque constant. Cela nous permet d'assurer la stabilité et les performances des circuits d'amplification. Quand le transistor bipolaire est utilisé comme interrupteur, on souhaite qu'il puisse travailler dans sa zone de quasi-saturation. Et cela pour deux raisons, la première est que, lorsque le transistor bipolaire travaille dans sa zone de quasi-saturation, la chute de tension V_{CE} est beaucoup plus faible que lorsque celui travaille dans sa zone linéaire. Ce qui entraîne de faibles pertes en conduction. La deuxième raison est que les porteurs libres stockés dans la région de Base sont moins nombreux dans la zone de quasi-saturation que dans la zone de saturation profonde. Cela est lié directement à la vitesse de commutation du composant. On souhaite que le composant travaille avec moins de pertes en conduction et soit plus rapide. Travailler dans la zone de quasi-saturation nous permet d'obtenir le meilleur compromis entre la vitesse de commutation et les pertes en conduction.

I. 2. 2. Les mécanismes de claquage du transistor bipolaire

Les mécanismes de claquage seront présentés en détail. Ce qui nous permet de justifier les tensions de claquage et le domaine de validité de nos composants. Si on dit que le gain en courant en Emetteur commun h_{FE} est le paramètre le plus important pour un transistor à l'état

passant, les tensions de claquage (V_{CEO} , V_{CBO} , V_{EBO} etc.) sont les paramètres les plus importants à l'état bloqué.

Il existe deux mécanismes de claquage principaux pour les transistors bipolaires de puissance. Ils sont respectivement l'effet d'avalanche en perçage (Punch-through) et en non perçage (Reach-through).

I. 2. 2. (a). Claquage d'avalanche en non perçage

Le mécanisme de claquage par avalanche du transistor bipolaire est similaire à celui d'une jonction PN. La jonction Base-Collecteur étant polarisée en inverse, à l'état bloqué, c'est dans cette jonction que le claquage aura lieu. Au sein de cette jonction deux mécanismes de claquage seront possibles – la multiplication par avalanche et l'effet tunneling. Le niveau de dopage du Collecteur devra être très faible afin d'assurer une bonne tenue en tension. Afin de diminuer le temps de stockage (t_s) dans le Collecteur et d'avoir une faible capacité à la jonction Base-Collecteur, la concentration dans le Collecteur des transistors bipolaires petits signaux est normalement élevée. En pratique, le niveau de dopage du Collecteur pour le transistor bipolaire de puissance dépasse rarement $10^{18} \text{ at}\cdot\text{cm}^{-3}$, l'effet tunneling n'aura pas lieu dans cette condition [19].

C'est pourquoi l'avalanche est le mécanisme de claquage prédominant pour les transistors bipolaires de puissance. Dans la zone de charge d'espace qui apparaît à la jonction Base-Collecteur, on observe la multiplication des porteurs liée à l'ionisation par impact. Si la tension du Collecteur est très élevée, le courant important apparaîtra et entraînera une augmentation de la chaleur dissipée. Dans ce cas-là, le semi-conducteur et les contacts du composant pourront être endommagés de manière permanente.

La tension de claquage du transistor bipolaire dépend également de la configuration du circuit. Dans une configuration « Base commune », la Base est connectée à la masse. Le signal d'entrée est appliqué entre l'émetteur et la base, le signal de sortie est mesuré entre le collecteur et la base. Dans une configuration « Collecteur commun », les paramètres électriques (h_{FE} , h_{FC} , $V_{CE(SAT)}$ etc...) du transistor bipolaire auront un impact sur la caractéristique I_C - V_{CE} et la tension de claquage. La modulation de la largeur de Base entraînera une augmentation du courant de Collecteur au fur et à mesure de l'augmentation de la tension imposée entre le Collecteur et l'Emetteur V_{CE} . Dans un cas extrême, la Base peut être totalement appauvrie et l'effet de perçage de la Base peut être observé [20]. Lorsque le

composant fonctionne en émetteur commun, le courant de saturation inverse, généré par le claquage à la jonction Base-Collecteur, est amplifié. Les trous générés (impact d'ionisation) sont extraits de la Base et crée un courant. Ce courant de Base est amplifié par le gain en courant en Emetteur commun h_{FE} et génère plus de courant dans le Collecteur. Celui-ci passe en travers de la jonction Base-Collecteur et entraîne une augmentation du nombre des paires d'électron-trous. Cela accélérera d'autant plus le mécanisme d'impact par ionisation observé au claquage.

Afin d'analyser ce phénomène de façon quantitative, on écrit tout d'abord l'expression mathématique du courant de Collecteur I_C en fonction du courant de Base I_B , voir l'Equation 1-1.

$$I_C = \beta (I_B + (M - 1) \cdot I_C) \quad \text{Equation 1-1}$$

Le terme $(M - 1) \cdot I_C$ représente le courant de Base lié aux mécanismes d'impact par ionisation. En isolant I_C dans l'Equation 1-1, on en déduit l'équation 1-2.

$$I_C = \frac{\beta I_B}{1 + \beta - \beta M} \quad \text{Equation 1-2}$$

Le paramètre M est le coefficient de multiplication par avalanche. Quand l'avalanche a lieu au sein de la jonction Base-Collecteur et l'effet de l'avalanche secondaire (Secondary Breakdown) n'est pas provoqué, ce coefficient est généralement exprimé à l'aide d'une fonction empirique dépendant de tensions de claquage V_{CEO} et V_{CBO} , voir l'équation 1-3.

$$M = \frac{1}{1 - \left| \frac{V_{CEO}}{V_{CBO}} \right|^m} \quad \text{Equation 1-3}$$

Le facteur m est compris généralement entre 2 et 6. Si l'on remplace le coefficient de multiplication d'ionisation de l'équation 1-2 par l'équation 1-3, on obtient:

$$V_{CEO} = \frac{V_{CBO}}{(\beta + 1)^{1/m}} \quad \text{Equation 1-4}$$

La tension de claquage V_{CEO} dépend de la tension de claquage de la jonction Base-Collecteur V_{CBO} . La valeur de V_{CEO} est beaucoup plus faible que V_{CBO} , comme nous pouvons l'observer sur la Figure I. 2-9.

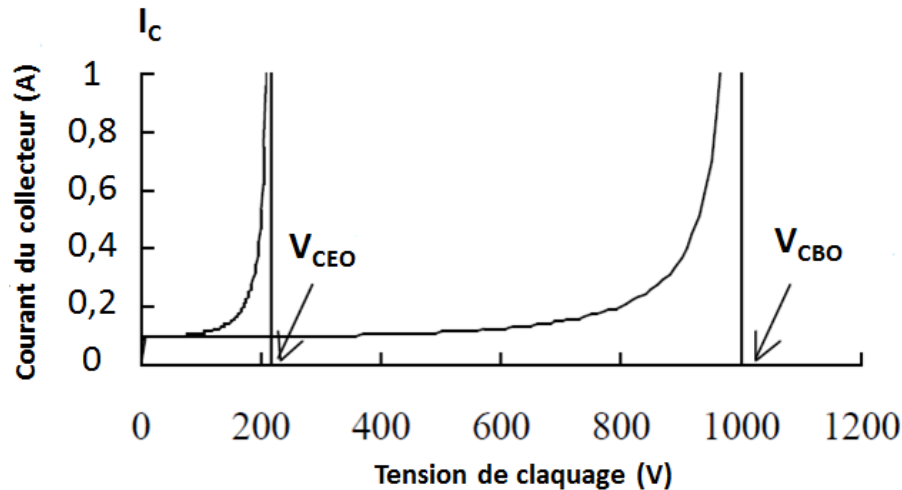


Figure I. 2-9: Comparaison des tensions de claquage V_{CEO} et V_{CBO} en Emetteur commun

I. 2. 2. (b). Claquage par perçage de la Base

Quand une tension importante est imposée sur le Collecteur, c'est la jonction Base-Collecteur qui la soutient. La largeur de la zone de charge d'espace augmente au fur et à mesure que l'on augmente la polarisation sur la jonction. Lorsque la ZCE de la jonction Base-Collecteur atteint la jonction Base-Emetteur, l'effet de perçage de la Base a lieu. Dans ce cas-là, il n'y a plus de Base dans le transistor et tous les trous injectés par l'Emetteur seront attirés directement par le Collecteur. Ce qui entraîne une augmentation importante du courant I_C . Le transistor bipolaire ne fonctionne alors plus normalement.

Ce phénomène est illustré Figure I. 2-10. W_B est l'épaisseur originale de la Base en polarisation nulle, W est en revanche l'épaisseur effective de la Base quand la tension externe est sur le transistor bipolaire. On peut observer qu'une partie de la Base effective est diminuée par les ZCE des jonctions. Quand W est égal à zéro, les ZCE des jonctions Base-Emetteur et Base-Collecteur se rejoignent sous forte polarisation du Collecteur, la Base est alors complètement déplétée.

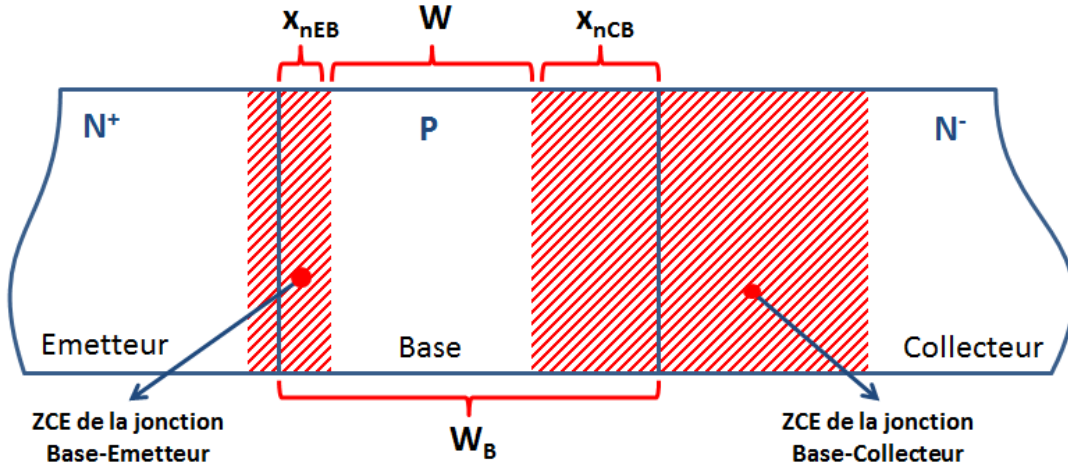


Figure I. 2-10: Illustration de l'effet de perçage de la Base. La ZCE de la jonction Base-Collecteur atteint celle de la jonction Base-Emetteur, l'épaisseur effective de la Base, W , est égale à 0.

Nous pouvons estimer la tension de claquage de perçage grâce à l'analyse que nous avons menée ci-dessus. L'épaisseur effective de la Base W peut s'exprimer à l'aide de la relation suivante :

$$W = W_B - x_{nEB} - x_{nCB} \quad \text{Equation 1-5}$$

- W_B : Epaisseur de la Base en polarisation nulle des jonctions [μm]
- x_{nEB} : Largeur de ZCE de la jonction Base-Emetteur dans la Base [μm]
- x_{nCB} : Largeur de ZCE de la jonction Collecteur-Base dans la Base [μm]

Dans l'équation 1-5, si on néglige la contribution de x_{nEB} , une nouvelle expression de l'épaisseur effective de la Base est obtenue comme :

$$W = 0 = W_B - x_{nCB} \quad \text{Equation 1-6}$$

L'épaisseur de la Base en polarisation nulle peut s'exprimer à partir de la relation suivante :

$$W_B = x_{nCB} = \left\{ \frac{2\epsilon_S(V_{bi} + V_{pt})}{e} \cdot \frac{N_C}{N_B} \cdot \frac{1}{N_C + N_B} \right\}^{1/2} \quad \text{Equation 1-7}$$

- ϵ_S : Permittivité relative
- V_{bi} : Potentiel built-in [V]
- V_{pt} : Tension de l'effet de perçage de la jonction [V]

- e : Charge élémentaire d'électron [$1,602 \times 10^{-19}$ C]
- N_C : Concentration du Collecteur [$\text{at} \cdot \text{cm}^{-3}$]
- N_B : Concentration de la Base [$\text{at} \cdot \text{cm}^{-3}$]

Le potentiel « built-in », V_{bi} , de la jonction Base-Collecteur peut être calculé en utilisant l'équation 1-8 présentée ci-dessous :

$$V_{bi(CB)} = \frac{kT}{e} \cdot \ln \left(\frac{N_C \cdot N_B}{n_i^2} \right) \quad \text{Equation 1-8}$$

- k : Constante de Boltzmann [$1,38 \times 10^{-23}$ J/K]
- T : Température absolue [K]
- n_i : Concentration de porteurs intrinsèque à 300K [$\text{at} \cdot \text{cm}^{-3}$]

En nous appuyant sur les équations 1-7 et 1-8, nous pouvons calculer la tension de claquage de perçage pour un transistor bipolaire.

I. 2. 3. Concept du transistor bipolaire à fort gain

Pour le transistor bipolaire de puissance, il est toujours souhaitable d'avoir un gain en courant élevé et une tenue en tension importante. Un gain en courant plus élevé permet au transistor bipolaire de travailler avec un courant de Collecteur important pour un courant de Base faible. De même pour un courant de Collecteur fixe, le transistor bipolaire ayant un gain en courant plus important consomme moins de courant de Base. Ce qui nous permettra d'économiser l'énergie utilisée pour le circuit de commande. Les tenues en tension V_{CEO} et V_{CBO} du transistor bipolaire de puissance sont également très importantes puisqu'elles fixent le domaine de travail du composant.

Normalement le gain en courant du transistor bipolaire de puissance peut être amélioré par la réduction de l'épaisseur de la Base, car cela diminue l'effet de recombinaison des porteurs minoritaires dans cette région. En revanche la réduction de l'épaisseur de la Base diminue également la tenue en tension du composant. Plus la Base est fine, plus facilement le transistor bipolaire atteindra son seuil de perçage (Punch-through) lorsqu'une tension externe importante sera appliquée. Le compromis entre ces deux éléments critiques (h_{FE} et V_{CEO}) est toujours un challenge technique lors de la conception et la fabrication des transistors bipolaires de puissance.

Afin de répondre à ce challenge, H. Kondo a proposé, dans les années 1980, un nouveau transistor bipolaire « Gate Associated Transistor » (GAT) [21], [22]. Le concept d'auto-blindage introduit dans le GAT permet d'augmenter les performances du transistor bipolaire de puissance sans introduire de nouveau matériau ou des technologies de fabrications onéreuses. Le GAT est réalisé en s'appuyant sur la Base « auto-blindée » pour qu'il puisse tenir plus de tension en inverse sans pénaliser le gain en courant direct.

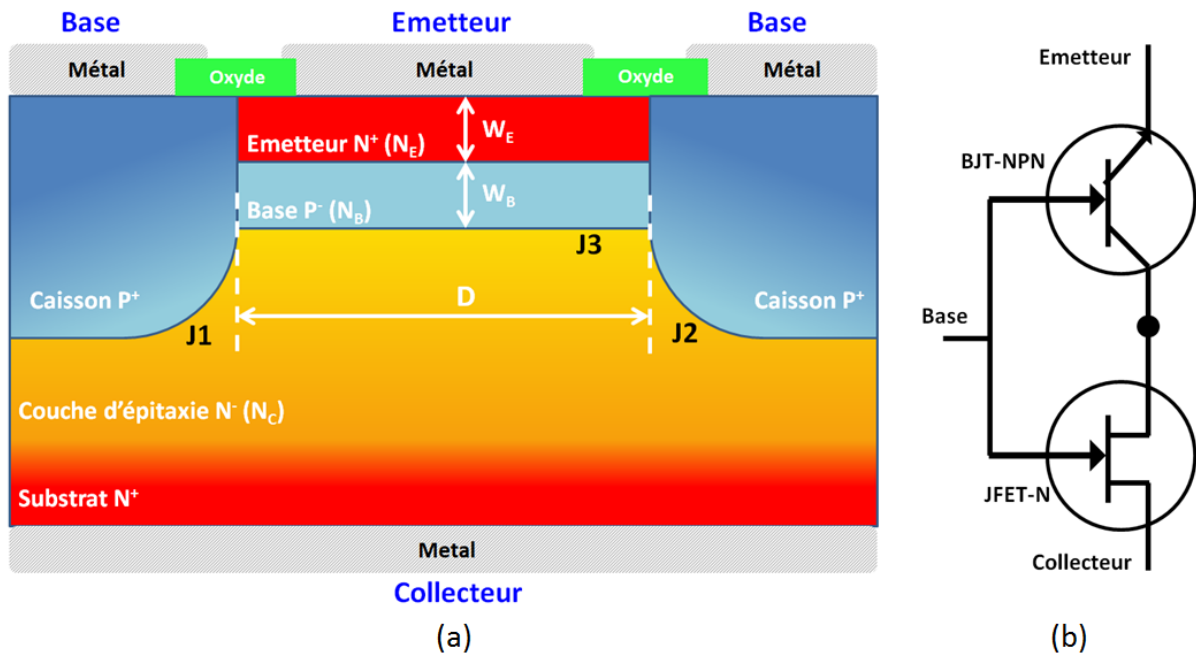


Figure I. 2-11 : (a) Coupe schématique du Gate Associated Transistor (GAT). (b) Symbole électrique équivalent du GAT.

La Figure I. 2-11 (a) présente la structure physique du GAT en coupe transversale. Nous pouvons constater que, par rapport au transistor bipolaire conventionnel, le GAT utilise deux caissons P⁺ pour protéger la Base active P⁻. Le courant de Base traverse les caissons P⁺ et se dirige vers la Base active qui se trouve au-dessous de l'Emetteur. Le courant circulant du Collecteur vers l'Emetteur passe par un JFET puis par un transistor bipolaire conventionnel (Figure I. 2-11 (b)).

Quand le transistor bipolaire travaille dans sa zone bloquée, des zones de charge d'espace (ZCE) apparaissent aux jonctions Caissons-Collecteurs (J1) et (J2). Au fur et à mesure de l'augmentation de la polarisation inverse de la jonction Base-Collecteur (J3), les ZCE des deux jonctions (J1) et (J2) se rejoignent. La Base est alors protégée. Ce phénomène s'appelle « l'auto-blindage » de la Base.

Grâce à l'auto-blindage de la Base active, la tenue en tension du transistor bipolaire ne dépend plus totalement de l'épaisseur de la Base. Elle est déterminée principalement par les caractéristiques des deux caissons P^+ . L'effet d'auto-blindage est conditionné par la distribution du champ électrique au niveau des jonctions et la distance entre les deux caissons. Plus concrètement, par la concentration de la couche d'épitaxie, la concentration des caissons et l'espacement entre les 2 caissons. Pour que l'auto-blindage soit effectif, il faudra que le pincement des ZCE ait lieu avant le perçage de la Base active. Cette condition est décrite par la relation suivante [23] :

$$\frac{q}{2 \cdot \epsilon_{Si}} N_C D^2 < \frac{q}{2 \cdot \epsilon_{Si}} N_B W_B^2 \quad \text{Equation 1-9}$$

Dans cette équation, D et W_B représentent respectivement le demi-espacement entre deux caissons et l'épaisseur de la Base. N_C et N_B sont respectivement la concentration de la couche d'épitaxie et celle de la Base active. Le rôle du JFET dans la structure GAT est d'introduire l'auto-blindage, son efficacité est définie grâce au terme suivant :

$$\mu \approx \exp\left(\frac{\pi \cdot x_c}{2D}\right) - 1 \quad \text{Equation 1-10}$$

Ici D est le demi-espacement entre les deux caissons et x_c représente la profondeur du caisson. En fait la tenue en tension de la structure GAT est déterminée principalement par l'effet de pincement du JFET. La relation entre μ et la tenue en tension peut être exprimée par l'équation ci-dessous :

$$V_{CEO(GAT)} = (1 + \mu) \cdot V_{CEO(BIP)} \quad \text{Equation 1-11}$$

Dans l'équation 1-11, le terme $V_{CEO(BIP)}$ représente la tenue en tension du GAT sans l'effet d'auto-blindage des deux caissons. Nous pouvons évaluer, à partir de cette équation, l'influence du JFET sur la tenue en tension de la structure GAT. Elle varie en fonction du rapport x_c/D . Si les deux caissons s'approchent, l'effet d'auto-blindage se renforce et la tenue en tension du GAT est plus grande. Des caissons plus profonds peuvent également augmenter la tenue en tension de la structure GAT.

Ce phénomène nous permet de dissocier le gain en courant de la tension de claquage. Cela nous donne la possibilité d'augmenter le gain en courant sans pénaliser la tenue en tension.

I. 2. 4. Rappel des principales caractéristiques statiques d'un transistor bipolaire à fort gain

Après avoir introduit le concept du transistor bipolaire à fort gain, les résultats de caractérisations statiques sont présentés dans la suite du paragraphe. Les premières campagnes de caractérisation ont été menées par Chawki Benboujema durant son doctorat [5]. Certaines caractérisations ont été reproduites dans ma thèse afin d'améliorer la précision des mesures déjà réalisées.

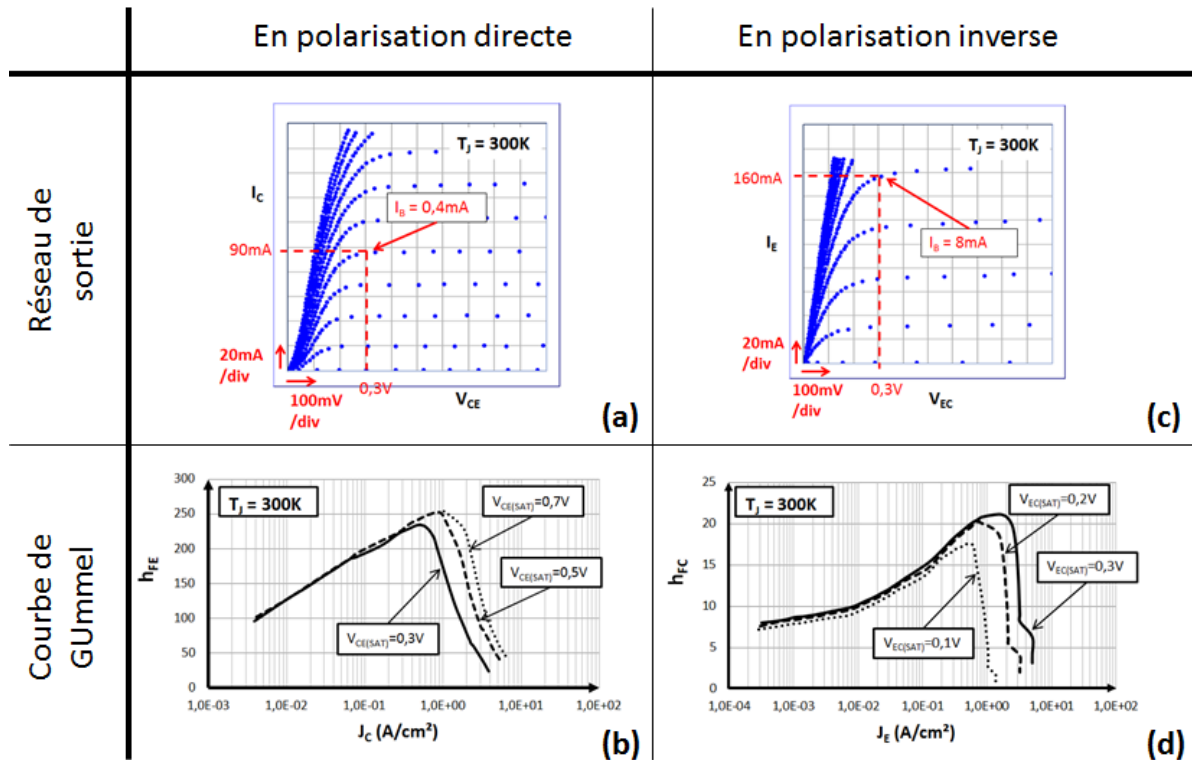


Figure I. 2-12 : Résultats de caractérisation à l'état passant du transistor bipolaire à fort gain sous température contrôlée (300K).

Les résultats de caractérisation ont été divisé en deux catégorie – état passant et état bloqué. À l'état passant, la courbe de Gummel (voir Figure I. 2-12 (b) et (d)) et le réseau de sortie, (voir Figure I. 2-12 (a) et (c)) du transistor bipolaire à fort gain sont respectivement présentés en polarisation directe et inverse. À l'état bloqué, les tenues en tension V_{CEO} , V_{CBO} et V_{ECO} sont mesurées et leurs courbes de claquage sont présentées la Figure I. 2-13.

A partir de la Figure I. 2-12 (b), nous pouvons constater que le gain en courant direct h_{FE} du transistor bipolaire à fort gain est très important. Il peut atteindre plus de 200. En inverse le gain en courant h_{FC} est de 20. Par rapport aux transistors bipolaires de puissance

conventionnels, les gains en courant sont beaucoup plus grands. La tension de quasi-saturation du transistor bipolaire à fort gain est de 0,3 V.

Pour expliquer cette différence, nous utiliserons l'équation du gain en courant h_{FE} présentée ci-dessus [24] :

$$h_{FE} = \frac{1}{\frac{N_B}{N_E} \cdot \frac{D_p}{D_n} \cdot \frac{w_B}{w_E} + \frac{1}{2} \left(\frac{x_B}{L_B} \right)^2 + \frac{J_{r0}}{J_{s0}} \cdot \exp \left(\frac{-eV_{BE}}{2kT} \right)} \quad \text{Equation 1-12}$$

- N_B : Concentration des impuretés dans la Base [$\text{at}\cdot\text{cm}^{-3}$]
- N_E : Concentration des impuretés dans l'Emetteur [$\text{at}\cdot\text{cm}^{-3}$]
- D_p : Coefficient de diffusion des trous [cm^2/s]
- D_n : Coefficient de diffusion des électrons [cm^2/s]
- w_B : Epaisseur de la Base [μm]
- w_E : Epaisseur de l'Emetteur [μm]
- x_B : Largeur de la Base à polarisation nulle [μm]
- L_B : Longueur de diffusion des trous [μm]
- J_{r0} : Densité de courant de recombinaison [$\text{A}\cdot\text{cm}^{-2}$]
- J_{s0} : Densité de courant de saturation inverse [$\text{A}\cdot\text{cm}^{-2}$]
- e : Charge élémentaire d'électron [$1.602 \times 10^{-19} \text{ C}$]
- V_{BE} : Polarisation de la jonction Base-Emetteur [V]
- k : Constante de Boltzmann [$1.38 \times 10^{-23} \text{ J/K}$]
- T : Température absolue [K]

Le dénominateur de l'équation 1-12 est composé de trois termes. Le premier terme représente le facteur d'efficacité d'injection de l'Emetteur. Il prend en compte le courant de diffusion des porteurs minoritaires dans l'Emetteur. Ce terme représente une partie du courant total de l'Emetteur, mais il ne contribue pas au fonctionnement du transistor bipolaire puisqu'il ne fait pas partie du courant de Collecteur. Le terme $\frac{1}{2} \left(\frac{x_B}{L_B} \right)^2$ représente le facteur de transport de la Base, il prend en compte les phénomènes de recombinaison des porteurs minoritaires dans la Base. La recombinaison dans la Base est un phénomène que nous souhaitons généralement minimiser. Le dernier terme $\frac{J_{r0}}{J_{s0}} \cdot \exp \left(\frac{-eV_{BE}}{2kT} \right)$ représente le facteur de recombinaison dans la jonction Base-Emetteur en polarisation directe.

Parmi les trois termes, le facteur de recombinaison dans la jonction Base-Emetteur est négligeable quand la densité de courant dépasse $10^{-3} \text{A} \cdot \text{cm}^{-2}$. En fait, si on ne prend que la largeur de la Base à polarisation nulle, $x_B \ll L_B$, le facteur de transport de la Base est égal à zéro. On peut alors récrire l'équation 2-12 comme ci-dessous :

$$h_{FE} \approx \frac{N_E}{N_B} \cdot \frac{D_n}{D_p} \cdot \frac{w_E}{w_B} \quad \text{Equation 1-13}$$

A partir de l'équation 1-13, on peut constater que le gain en courant du transistor bipolaire dépend fortement de l'épaisseur de la Base et du rapport entre les concentrations de Base et d'Emetteur. Cela explique pourquoi le transistor bipolaire à fort gain peut avoir un h_{FE} si important. Une Base fine et faiblement dopée réduit l'effet de recombinaison des porteurs minoritaires dans la Base. Les deux termes N_B et w_B au dénominateur sont petits, ce qui entraîne un grand h_{FE} .

Quand le transistor bipolaire travaille en inverse, on peut mener la même analyse que précédemment en intervertissant l'Emetteur et le Collecteur. Les électrons injectés dans la Base proviennent alors du Collecteur au lieu de l'Emetteur. L'expression du gain en courant inverse peut alors être récrit:

$$h_{FC} \approx \frac{N_C}{N_B} \cdot \frac{D_n}{D_p} \cdot \frac{L_p}{w_B} \quad \text{Equation 1-14}$$

Ici la largeur de l'Emetteur W_E est remplacée par la longueur de diffusion des trous dans la couche d'épitaxie parce qu'elle est très inférieure à l'épaisseur du Collecteur. Les dénominateurs de l'équation 1-13 et de l'équation 1-14 restent inchangés, le rapport (h_{FC}/h_{FE}) sera principalement déterminé par le niveau de dopage du Collecteur N_C et de l'Emetteur N_E . La concentration N_E étant très supérieure à la concentration N_C , le h_{FE} sera donc par conséquent très supérieur à h_{FC} .

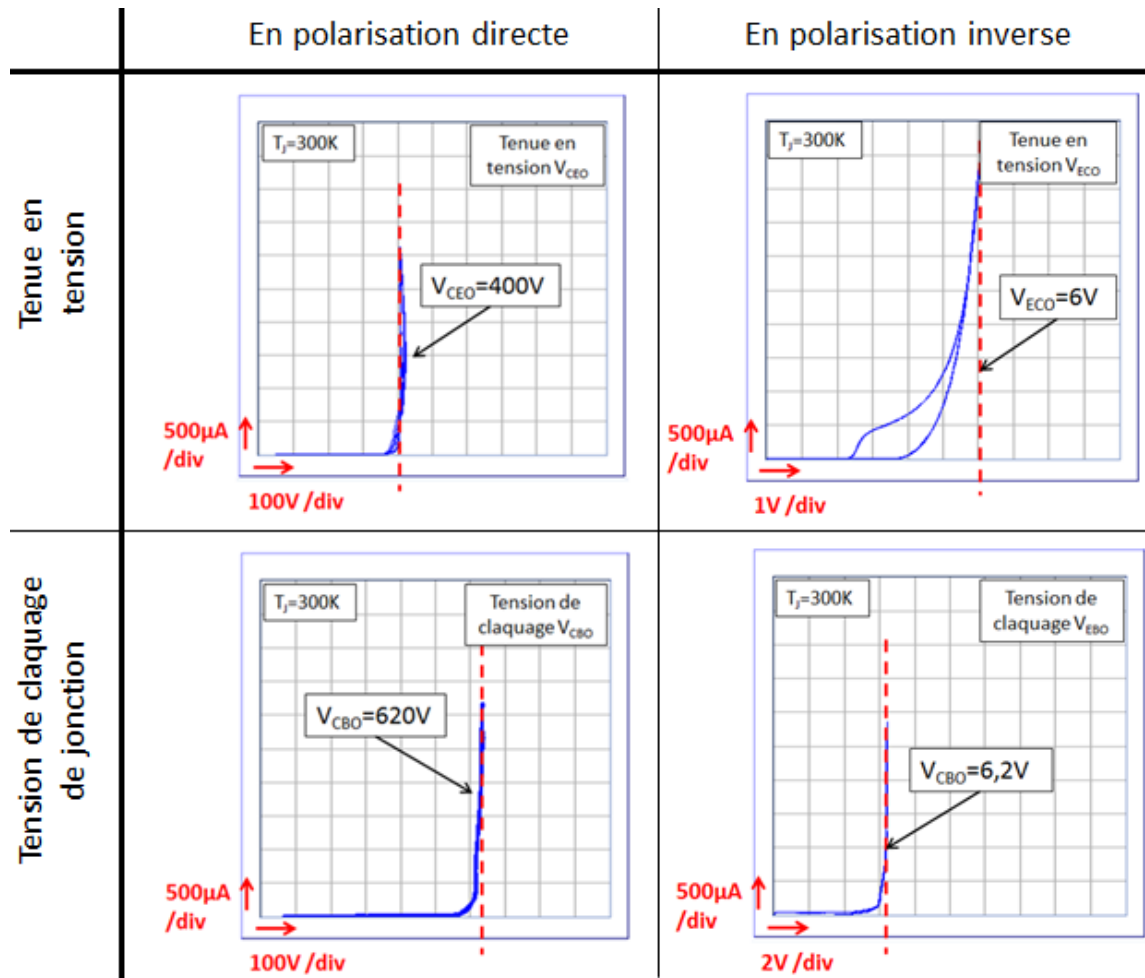


Figure I. 2-13 : Résultats de caractérisation à l'état bloqué en direct et inverse du transistor bipolaire à fort gain sous température contrôlée (300K).

La Figure I. 2-13 nous présente les performances à l'état bloqué du transistor bipolaire à fort gain. Nous pouvons observer que la tenue en tension V_{CE0} est de 400V. Si le transistor bipolaire à fort gain est polarisé en inverse, la tenue en tension V_{ECO} est de 6V. La tension de claquage de la jonction Base-Collecteur V_{CBO} est de 620V. Cette valeur doit être importante parce que la tenue en tension de l'interrupteur bidirectionnel que nous allons présenter par la suite dépend de la valeur V_{CBO} . La tension de claquage de la jonction Base-Emetteur V_{EBO} est de 6,2V. Il nous faudra tenir compte de cette valeur lors de la conception du circuit de commande.

I. 3. Etude menée sur une nouvelle topologie d'AC switch – TBBS

En s'appuyant sur le concept du GAT, le laboratoire GREMAN a développé un transistor bipolaire à fort gain. Selon les premières caractérisations réalisées par Chawki BENBOUJEMA [5], le gain en courant en direct h_{FE} peut atteindre plus de 200 avec une tenue en tension à Collecteur ouvert V_{CEO} de 400V. La caractéristique la plus importante est le gain en courant en inverse h_{FC} , le gain en courant quand le transistor bipolaire travaille dans le mode « reverse active ». Il est également très important par rapport à celui du transistor bipolaire de puissance conventionnel de la même gamme. C'est la valeur élevée du h_{FC} qui donne la possibilité de proposer une nouvelle structure d'interrupteur bidirectionnel totalement commandable et à faibles pertes [25].

Le nouvel interrupteur proposé s'appelle le TBBS (Transistor Based Bidirectional Switch), il est composé de deux transistors bipolaires à fort gain connectés en anti-série. Le TBBS est un composant à trois bornes. Les Emetteurs des deux transistors bipolaires à fort gain sont directement liés et la Base est commune. Les deux Collecteurs des deux transistors bipolaires à fort gain sont nommés C1 et C2, les deux extrémités du TBBS. Le schéma représentatif et une photo du vrai composant se trouvent Figure I. 3-1.

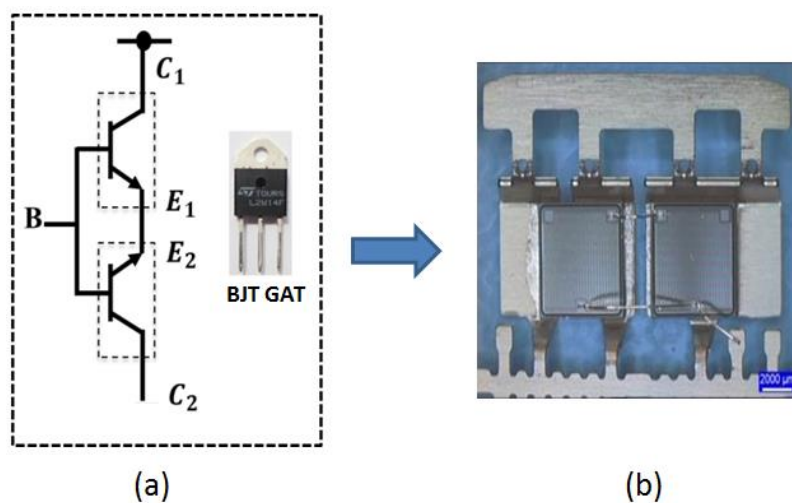


Figure I. 3-1 : (a) Schéma représentatif du TBBS réalisé à l'aide de composants discrets. (b) Photo du TBBS

Pour mieux présenter et expliquer le fonctionnement du TBBS, nous étudierons tout d'abord l'état passant puis l'état bloqué.

Etat passant

La Figure I. 3-2 (a) présente une structure d'AC switch constituée de transistors bipolaires et des diodes. Son fonctionnement principal à l'état passant est le suivant : quand le transistor bipolaire T1 conduit, T2 est ouvert, le courant de charge circulant du haut vers le bas passe par T1 et la diode de puissance D2. Quand le courant de charge change de direction, T1 devient ouvert et T2 fermé, le courant traverse le transistor bipolaire T2 et la diode D1. Les deux transistors bipolaires travaillent de manière complémentaire. L'inconvénient majeur de cette solution est que le courant de charge doit passer par la diode de puissance, ce qui augmente la puissance dissipée. La raison pour laquelle le courant ne peut pas circuler dans les deux transistors est que le transistor bipolaire conventionnel est un composant unidirectionnel. Il ne peut pas supporter de tension (ou une très petite) en inverse, le gain en courant h_{FC} est également trop petit pour faire passer le courant de charge.

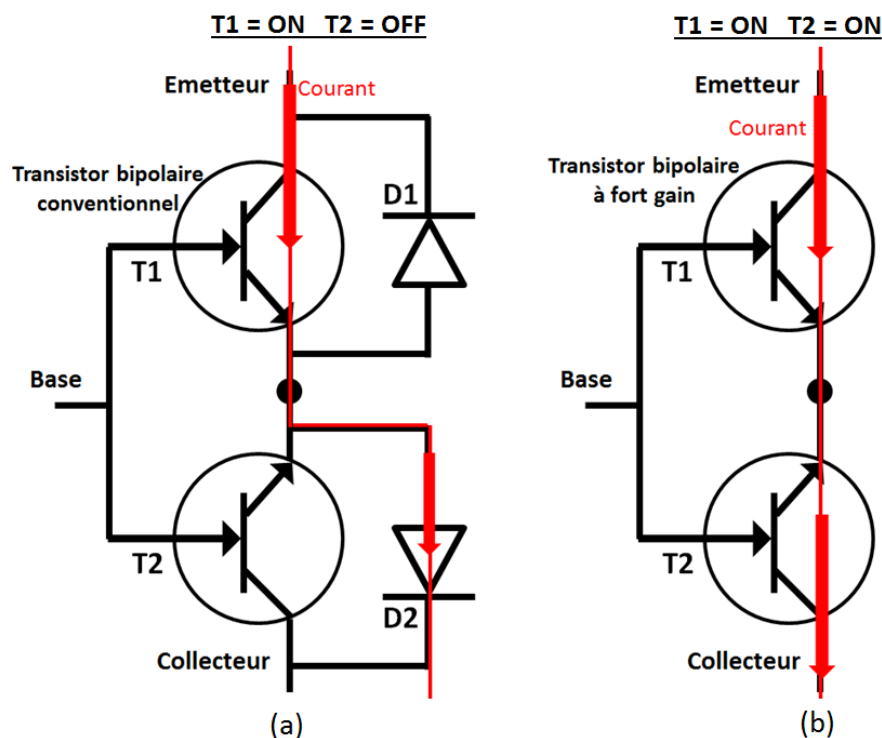


Figure I. 3-2 : (a) Solution d'interrupteur bidirectionnel BJT+Diodes. (b) TBBS à l'état passant.

Le transistor bipolaire à fort gain nous permet de remédier à ces problèmes. Lorsque le courant de charge circule du haut vers le bas, le transistor bipolaire à fort gain T1 fait passer ce courant de son Collecteur C1 vers son Emetteur E1. Quant au deuxième transistor bipolaire à fort gain T2, il travaille dans son mode de « reverse active ». Le courant de charge provenant de T1 circule de E2 vers C2. T1 travaille alors en direct et T2 en inverse. Et cela est fonctionnel car T2 possède un grand gain en courant en inverse (h_{FC}).

Quand le courant de charge change de direction, le TBBS fait passer le courant de C2 vers C1. Cette fois T2 travaille en direct et T1 en inverse. Le TBBS est donc capable de conduire un courant dans les deux sens à l'état passant. Nous pouvons souligner que, même si le gain en courant en inverse h_{FC} du transistor bipolaire à fort gain est grand, il est toujours plus petit que h_{FE} . Par conséquent la capacité de conduction en courant du TBBS est limitée par le transistor bipolaire à fort gain qui travaille en inverse.

Etat bloqué

Un interrupteur bidirectionnel doit être capable de supporter une tension externe positive et négative. Quant au TBBS, sa bidirectionnalité en tension peut s'expliquer de la manière suivante : les deux transistors bipolaires à fort gain partagent la même Base commune. À l'état bloqué, nous pouvons considérer que les deux jonctions Base-Emetteur sont court-circuitées par cette Base commune. Le TBBS présente deux jonctions Base-Collecteur connectées en anti-série avec les anodes liées.

Quand une tension externe est imposée sur le TBBS de C1 et C2, c'est la jonction PN Base-Collecteur du T1 qui soutient cette tension externe. Quand la direction de la tension externe s'inverse, c'est au tour de T2 de supporter la tension. Donc le TBBS est également capable de supporter une tension externe dans les deux sens.

I. 4. Etude et modélisation physique d'un transistor bipolaire à fort gain

Pour pouvoir étudier, développer et améliorer de nouveaux composants de puissance, il est nécessaire de disposer d'un modèle physique fiable. Le modèle physique peut également permettre de réduire les coûts et d'accélérer la procédure de développement et de production des composants semi-conducteurs en évitant des cycles onéreuses de design/réalisation [26].

La modélisation physique des composants semi-conducteurs s'appuie sur les équations physiques fondamentales des matériaux semi-conducteurs, ainsi que sur les paramètres géométriques, technologiques de la structure simulée [27]. Le processus de modélisation physique débute par des simulations « process » (simulations physiques des procédés de fabrications). Le travail dans cette partie de ma thèse servira à proposer un modèle physique valide et fiable pour le transistor bipolaire à fort gain et le nouvel interrupteur bidirectionnel TBBS.

Afin de mieux synthétiser le travail à mener, un diagramme fonctionnel décrivant les étapes de modélisation est présenté (Figure I. 4-1). Notre travail de modélisation a débuté par une description des étapes technologiques de fabrication d'un seul transistor bipolaire à fort gain puisque ce dernier représente la partie élémentaire du TBBS. Une première structure physique du transistor bipolaire à fort gain est alors générée dans l'environnement de simulation Process. Elle nous permet d'extraire les diverses dimensions géométriques critiques comme l'épaisseur de l'Emetteur, l'épaisseur de la Base, la profondeur de caissons, l'espacement des caissons etc.

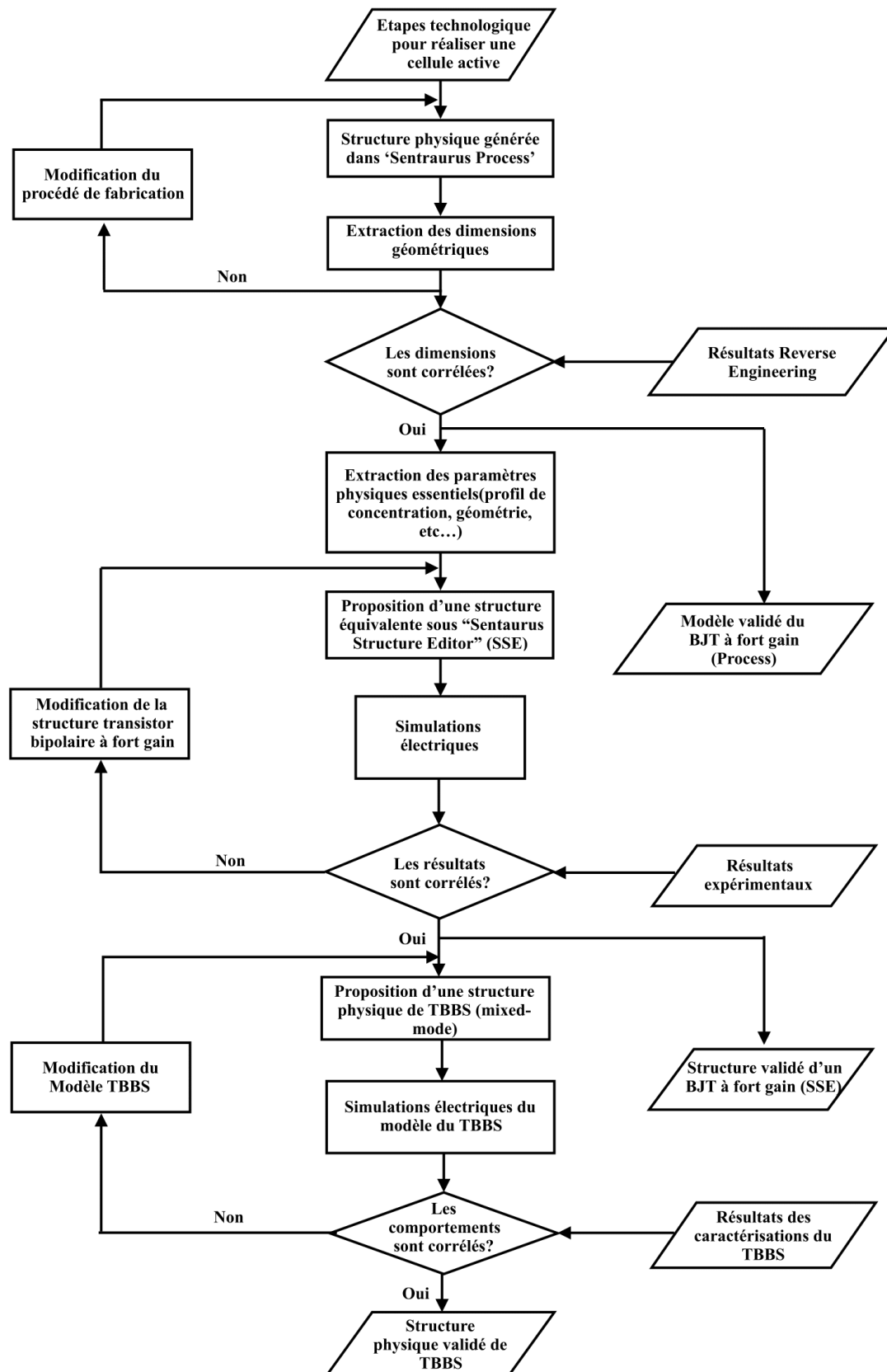


Figure I. 4-1 : Diagramme fonctionnel présentant l'étude menée pour simuler les structures du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS

Dans un premier temps, afin de vérifier l'exactitude de la structure physique obtenue, celle-ci est confrontée à des mesures de reverse-engineering SEPC (Secondary Electron Potential Contrast) réalisées au CERTem. Les résultats de cette comparaison pourront entraîner des modifications éventuelles de la structure physique que nous réalisons avec l'outil de simulation. Cette procédure d'itérations se terminera lors de la validation de la structure « process » générée.

Une fois la structure « process » validée, nous avons proposé de définir une structure physique, qui est capable de représenter fidèlement les performances électriques. Cette structure facilitera l'étude à venir et les améliorations à apporter aux structures étudiées.

Une fois que la structure physique d'un seul transistor bipolaire à fort gain a été validée, nous avons décidé d'étudier le TBBS. Pour rappel, le TBBS est construit en connectant deux transistors bipolaires à fort gain en anti-série, la même topologie a été reproduite dans le « mixed-mode » de l'outil Sentaurus Device[®]. La validation de la structure physique du TBBS suit la même logique que celle du transistor bipolaire à fort gain. Les résultats de simulations électriques sont comparés aux résultats expérimentaux présentés dans le paragraphe I. 2. 4.

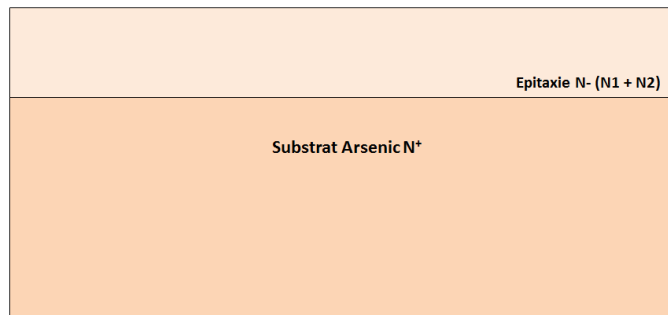
I. 4. 1. Description à l'aide de l'outil « Sentaurus Process » d'un transistor bipolaire à fort gain

Comme le mentionne le paragraphe précédent, décrire la structure physique à partir du procédé technologique de fabrication est le premier pas vers la modélisation physique finale du transistor bipolaire à fort gain. L'outil Sentaurus Process[®] nous donne donc la possibilité de décrire une première structure physique dans l'environnement Sentaurus.

Le procédé technologique de fabrication du transistor bipolaire à fort gain est synthétisé ci-dessous :

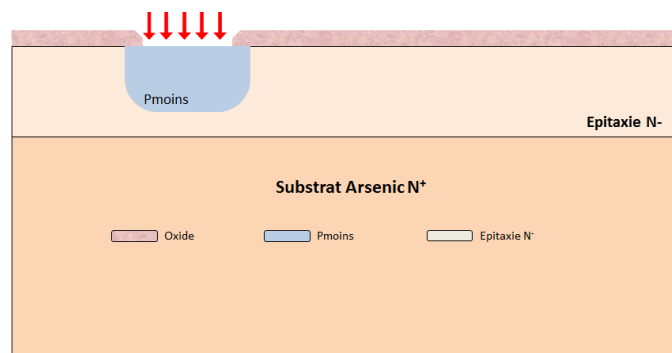
Etape N°1 : Plaquettes utilisées pour la fabrication

- Couche épitaxie (N1 $5\Omega\cdot\text{cm}$ et N2 $40\Omega\cdot\text{cm}$)
- Substrat N+ Arsenic



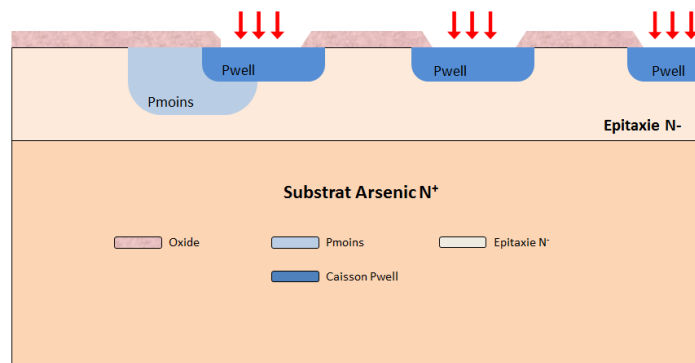
Etape N°2 : Réalisation de la terminaison

- Oxydation initiale
- Photo N°1
- Gravure Humide
- Implantation Bore
- Désoxydation HF
- Recuit Pmoins



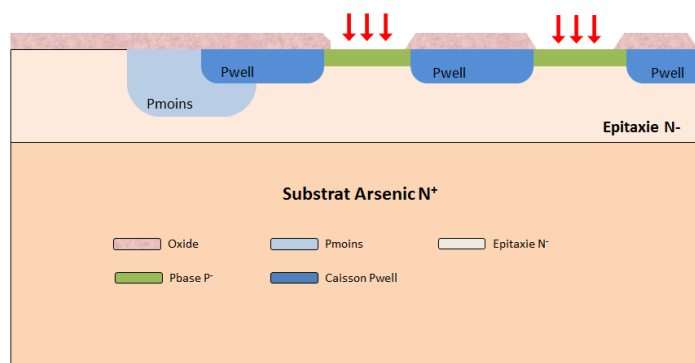
Etape N°3 : Réalisation du caisson Pwell

- Photo N°2
- Gravure Humide
- Implantation Bore
- Désoxydation HF 10%
- Recuit Pwell



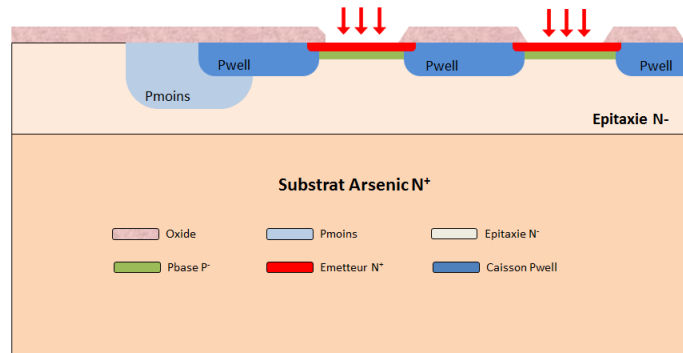
Etape N°4 : Réalisation de la Base

- Photo N°3
- Gravure Humide
- Implantation Bore PBase
- Désoxydation HF 10%
- Recuit PBase



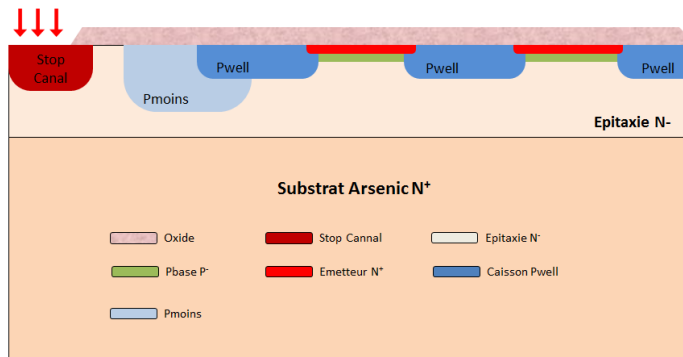
Etape N°5 : Réalisation de l'émetteur

- Désoxydation oxyde Base
- Oxyde Pré implant 400 Å
- Photo N°4
- Implantation Phosphore
- Stripping Résine
- Recuit Emetteur



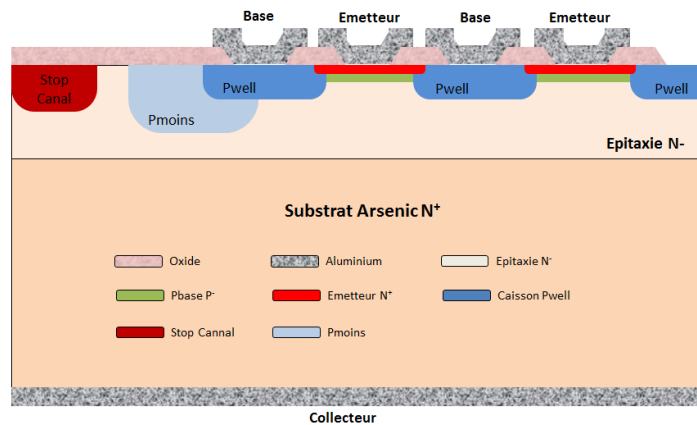
Etape N°6 : Réalisation du Stop chanel

- Photo N°5
- Gravure Humide
- Pré dépôt POCl_3
- Désoxydation HF 10%
- Recuit POCl_3



Etape N°7 : Réalisation de la métallisation

- Pulvérisation Alu
- Photo N°6
- Gravure sèche Alu



Les procédés mentionnés ci-dessus sont implantés dans l'environnement SProcess. Pour ce faire, une stratégie de maillage adaptative, menée en collaboration avec STMicroelectronics a été développée. La structure « process » finale obtenue est présentée (Figure I. 4-2). L'unité des axes sur Sentaurus est par défaut en micron (μm).

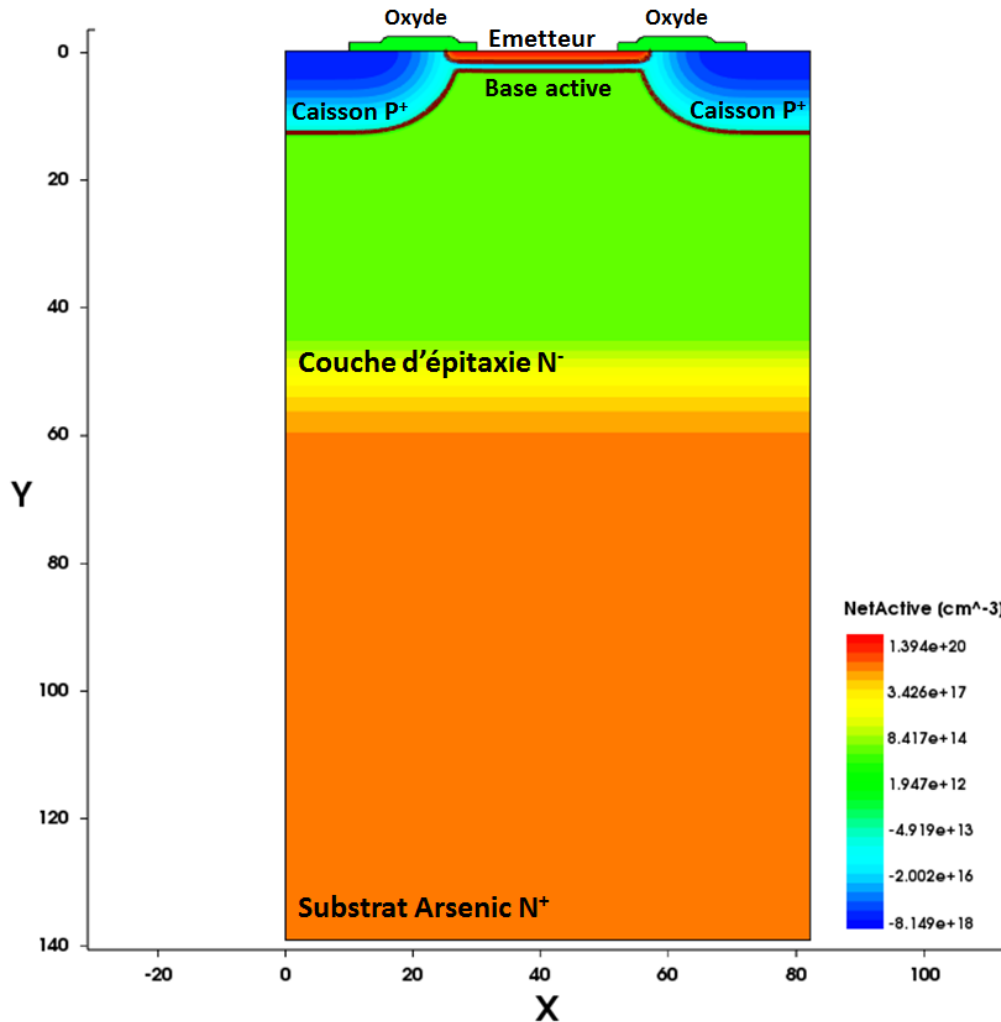


Figure I. 4-2 : Coupe schématique d'une cellule du transistor bipolaire à fort gain générée sous SProcess. (Procédé technologique de fabrication développé par STMicroelectronics)

Lors des simulations sous Sentaurus, nous avons décidé, pour faciliter la convergence des calculs, de nous concentrer sur les cellules centrales et de ne pas indiquer les couches de passivation et de métallisation.

Lors des simulations à éléments finis, l'étape de maillage est très importante. Les résultats de simulation sont très liés à la précision et à la qualité du maillage [28], [29]. Le maillage retenu lors de la simulation SProcess du transistor bipolaire à fort gain est présenté

Figure I. 4-3. Un maillage adaptatif est appliqué lors de notre simulation. Le maillage adaptatif permet d'obtenir le meilleur compromis entre précision et temps de simulation. Nous choisissons l'erreur relative de la concentration comme le critère de raffinement adaptatif, ce qui nous permet de terminer une simulation en moins de 5 heures. A partir du résultat de maillage qui est présenté Figure I. 4-3, nous pouvons constater que celui-ci s'intensifie à la surface et à l'interface de la jonction. Cela assurera une bonne précision des résultats et la fiabilité des simulations.

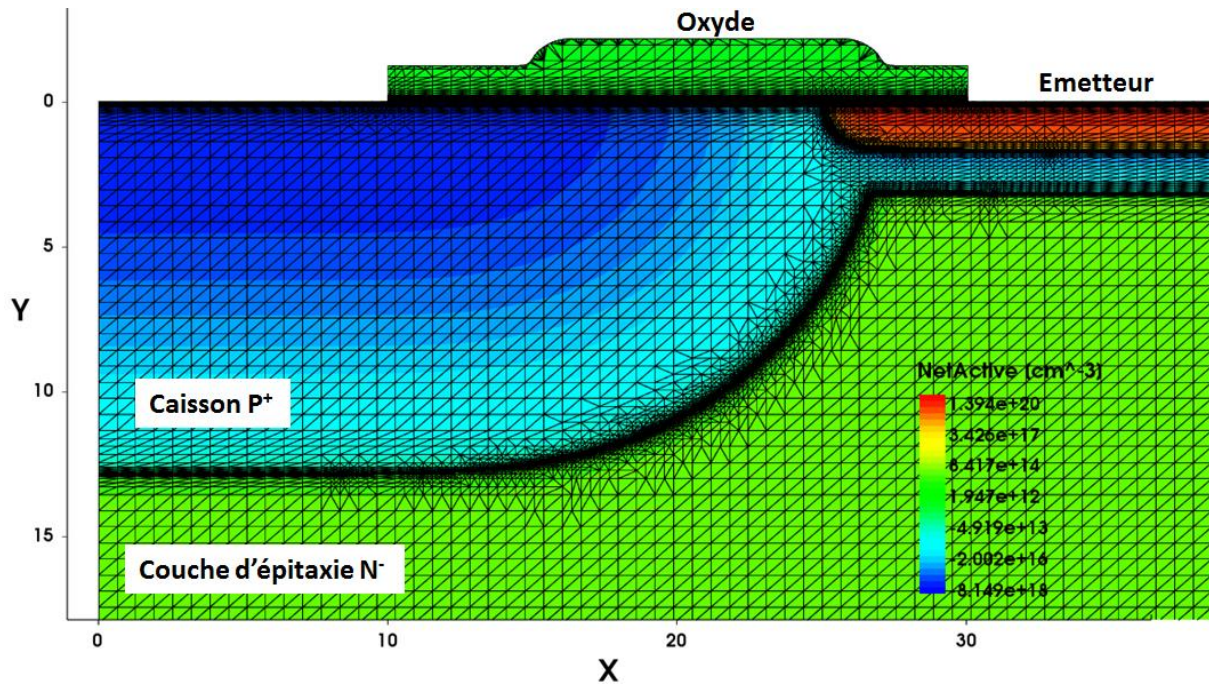


Figure I. 4-3 : Présentation du maillage de la structure générée sous SProcess.

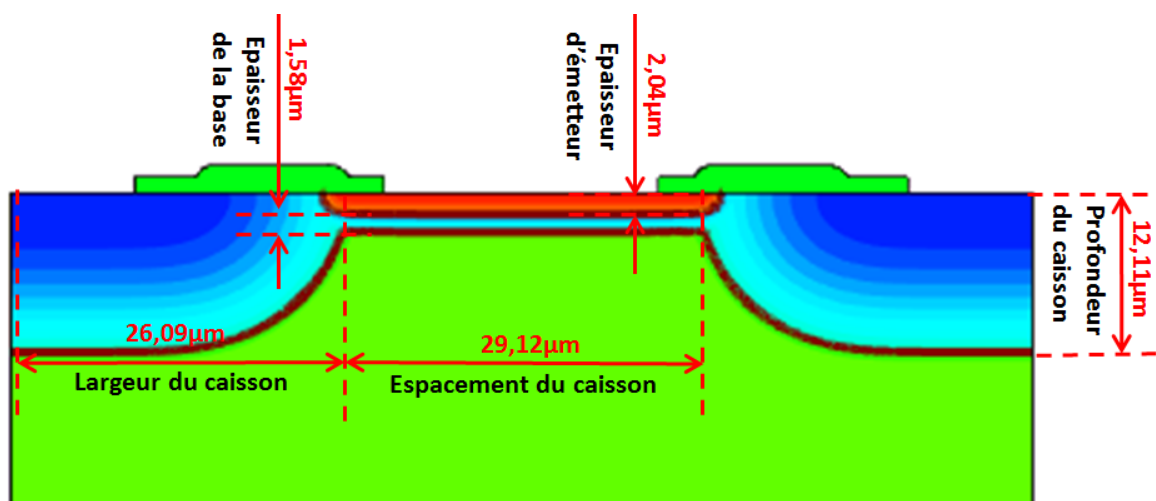


Figure I. 4-4 : Dimensions géométriques importantes de la zone active du transistor bipolaire à fort gain extraites de SProcess.

La simulation physique sous SProcess nous permet de disposer des dimensions géométriques du transistor bipolaire à fort gain. Les dimensions importantes de la zone sensible sont représentées Figure I. 4-4. Nous pouvons observer que l'épaisseur de l'Emetteur est de 2,04 μm , celle de la Base active est de 1,58 μm . La profondeur du caisson est de 12,11 μm . L'espacement et la largeur des caissons sont respectivement de 29,12 μm et de 26,09 μm .

I. 4. 2. Validation du modèle établi via les mesures SEPC

La structure physique générée par la simulation technologique sous SProcess va nous servir de référence dans la suite du travail ainsi que toutes les mesures réalisées lors de la procédure de reverse-engineering. Des observations SEPC (Secondary Electron Potential Contrast) ont été réalisées sur le site de STMicroelectronics.

Le « SEPC » permet d'observer l'image de la distribution des dopants en 2D au sein des structures semi-conductrices. Il permet donc d'observer par révélation physique les jonctions électriques. Le mécanisme de fonctionnement de l'appareil SEPC est basé sur la formation d'images contrastées. Ce phénomène est issu de l'effet de potentiel de surface locale des électrons secondaires (SE). Ces électrons sont émis à partir de la bande de valence (BV) de l'échantillon semi-conducteur et ensuite captés par le SEM (Scanning Electron Microscope) [30], [31].

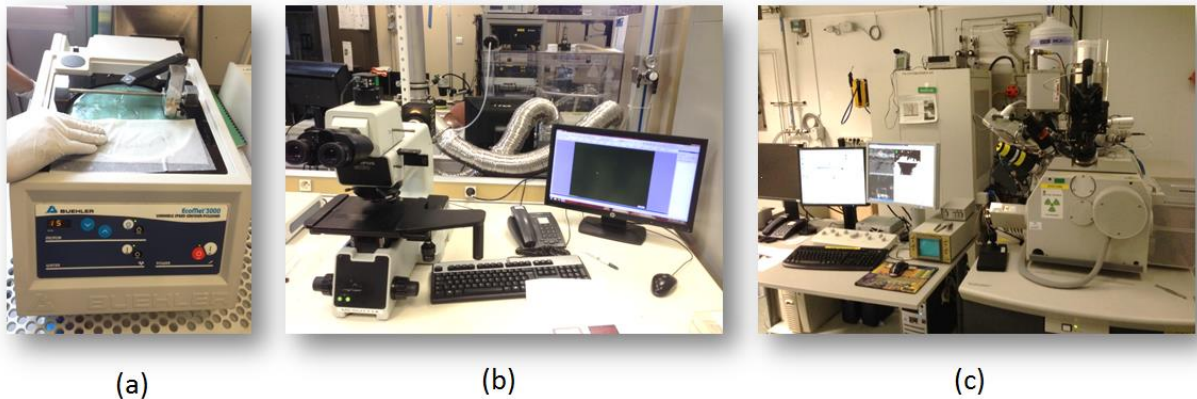


Figure I. 4-5 : Equipements utilisés pour le reverse-engineering. Équipement de polissage (a). Microscope (b). Banc de manipulation SEPC (c).

Les équipements utilisés pour ce reverse-engineering via SEPC sont montrés Figure I. 4-5. Afin d'assurer la bonne qualité de l'image SEPC, l'échantillon devra être pré-traité. La qualité de surface de l'échantillon est un facteur prédominant. Un traitement de la surface du transistor bipolaire à fort gain devra être effectué après sa découpe sur les régions de Base et

d'Emetteur. L'équipement de polissage (Figure I. 4-5 (a)) sera utilisé pour traiter la surface de découpe. La qualité de la surface sera ensuite contrôlée à l'aide d'un microscope (Figure I. 4-5 (b)). La surface devra être traitée de manière progressive, de 30 μm jusqu'à moins de 1 μm . L'évolution de la qualité de la surface traitée est présentée Figure I. 4-6.

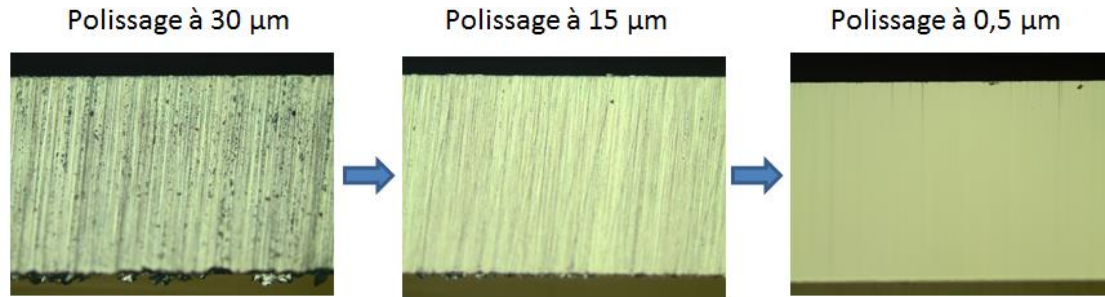


Figure I. 4-6 : Evolution de la qualité de surface de notre échantillon traité.

Après avoir traité un échantillon de transistor bipolaire à fort gain, nous avons pu observer les différentes zones de dopage et les dimensions de la structure physique. Les résultats d'observation de SEPC sont présentés Figure I. 4-7 et Figure I. 4-8. Nous pouvons observer les différentes parties critiques du transistor bipolaire à fort gain comme l'Emetteur, la Base active et les caissons. Les jonctions peuvent également être observées.

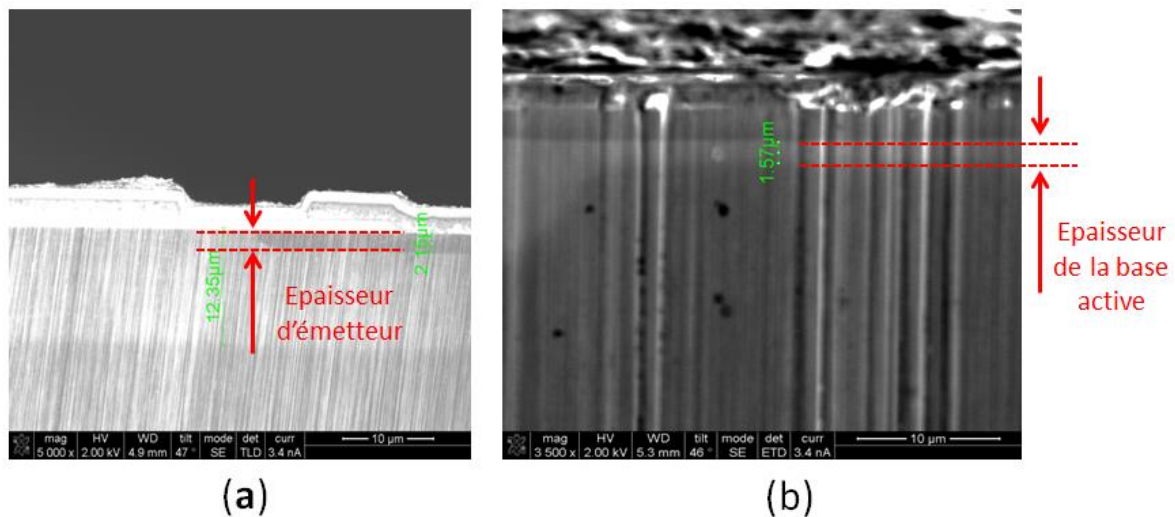


Figure I. 4-7 : Résultats d'observation SEPC. Epaisseurs d'Emetteur (a) et de Base active (b). Les valeurs mesurées sont affichées sur l'image de contraste.

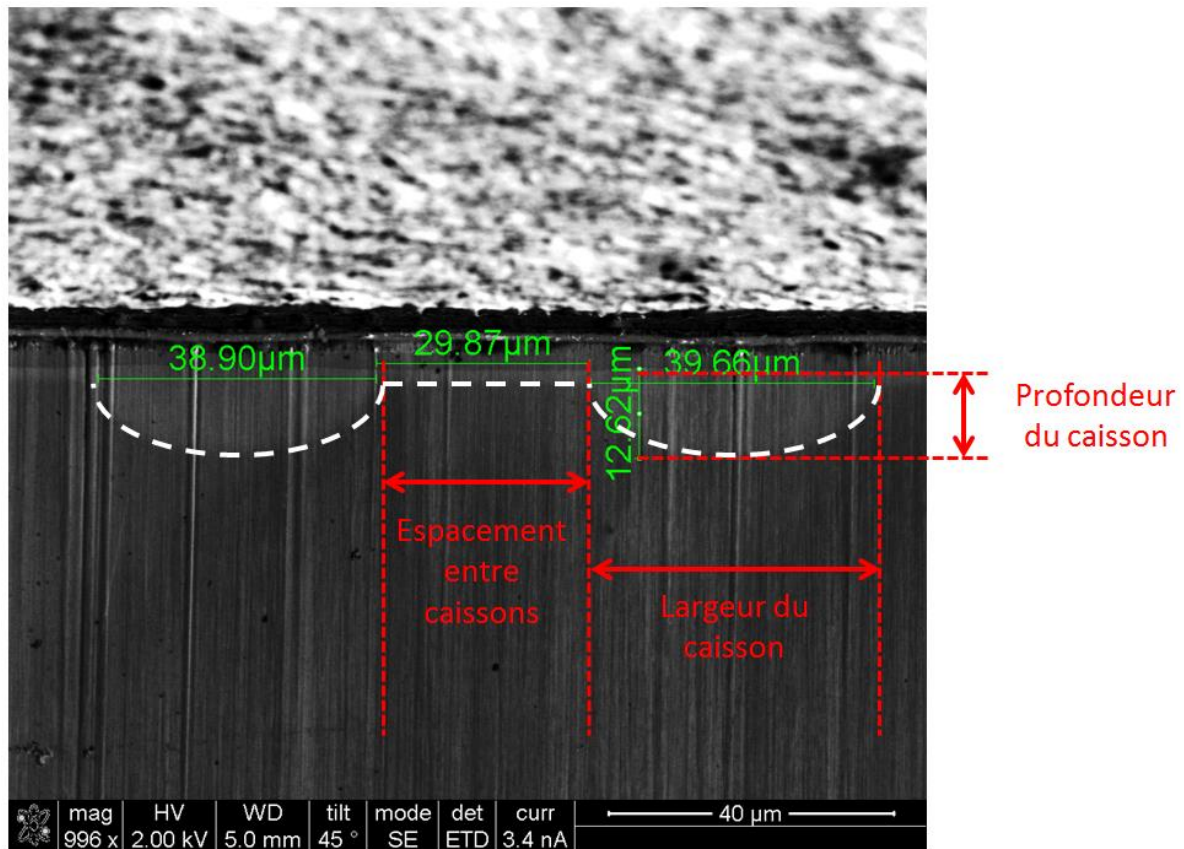


Figure I. 4-8 : Résultat d'observation SEPC. Dimension géométrique du caisson.

Les valeurs mesurées sont affichées en vert.

Grâce aux résultats d'observation SEPC, nous disposons des dimensions réelles que nous pouvons comparer aux structures simulées sous SProcess. Le Tableau I. 4-1 présente une comparaison des dimensions géométriques sensibles simulées et mesurées. Dans ce tableau de comparaison, nous pouvons constater que les valeurs de la structure physique réelle sont très proches de celles de la structure simulée sous SProcess. Leurs erreurs relatives sont inférieures à 5% sauf dans le cas de la largeur du caisson. L'erreur est, en effet, dans ce cas-là beaucoup plus grande. Il faut souligner que cette différence provient du choix de la cellule simulée. La simulation technologique simule une cellule plus large. Cette dimension n'influence pas significativement le comportement électrique du transistor bipolaire à fort gain, nous avons donc décidé de continuer à travailler sur cette cellule.

En tenant compte de tous les points abordés ci-dessus, nous pouvons dire que notre structure physique simulée à partir du procédé technologique de fabrication reproduit correctement la structure physique du vrai transistor bipolaire à fort gain, Nous disposons

donc maintenant d'une structure physique qui nous servira de modèle lors de la définition de cette même structure dans l'environnement SSE.

Tableau I. 4-1 : Comparaison des dimensions géométriques entre la structure physique réelle et simulée.

Termes de comparaison	Epaisseur de l'émetteur	Epaisseur de la base active	Profondeur du caisson	Espacement entre caissons	Largeur du ½ caisson
Structure physique réelle	2,15 μm	1,57 μm	12,35 μm	29,87 μm	19,33 μm
Structure physique simulée	2,04 μm	1,58 μm	12,11 μm	29,12 μm	26,09 μm
Erreur	5,11%	0,63%	1,94%	2,51%	34,97%

I. 4. 3. Etablissement du modèle physique sous Sentaurus Structure Editor (SSE)

La définition de la structure physique du transistor bipolaire à fort gain dans l'outil SProcess nous permet de disposer une structure physique que nous allons reproduire dans l'environnement SSE. Les simulations sous SProcess sont beaucoup plus lourdes et onéreuses que celles menées sous SSE. Dans notre cas, la génération de la structure physique du transistor bipolaire à fort gain s'exécute en plus de 4 heures contre moins d'une minute dans l'environnement SSE.

La deuxième raison qui explique le choix de l'utilisation de l'outil SSE est que celui-ci est beaucoup plus facile et convivial en termes de modification et d'amélioration de la structure physique existante. Dans l'environnement SProcess, la structure est générée dans l'ordre des étapes de fabrication. Ce qui veut dire que la modification d'une région particulière (l'épaisseur ou le profil de concentration de la Base par exemple) provoque inévitablement un changement dans les autres régions de la structure. L'outil SSE nous permet de modifier les caractéristiques spécifiques d'une région sans toucher les autres régions. Cette particularité de SSE est très importante et pratique lors des simulations paramétriques de la structure physique. Les futures études et des améliorations éventuelles du composant actuel ne pourront donc être réalisées qu'avec l'outil SSE.

La création du transistor bipolaire à fort gain sous SSE s'appuiera sur les informations fournies par la structure générée sous SProcess. Les dimensions géométriques de chaque

région du composant et les profils de concentration de chaque type d'impuretés sont essentielles. Toutes ces informations seront reproduites afin d'assurer son exactitude par rapport à la structure réelle. La coupe schématique physique 2D développée sous SSE est présentée Figure I. 4-9.

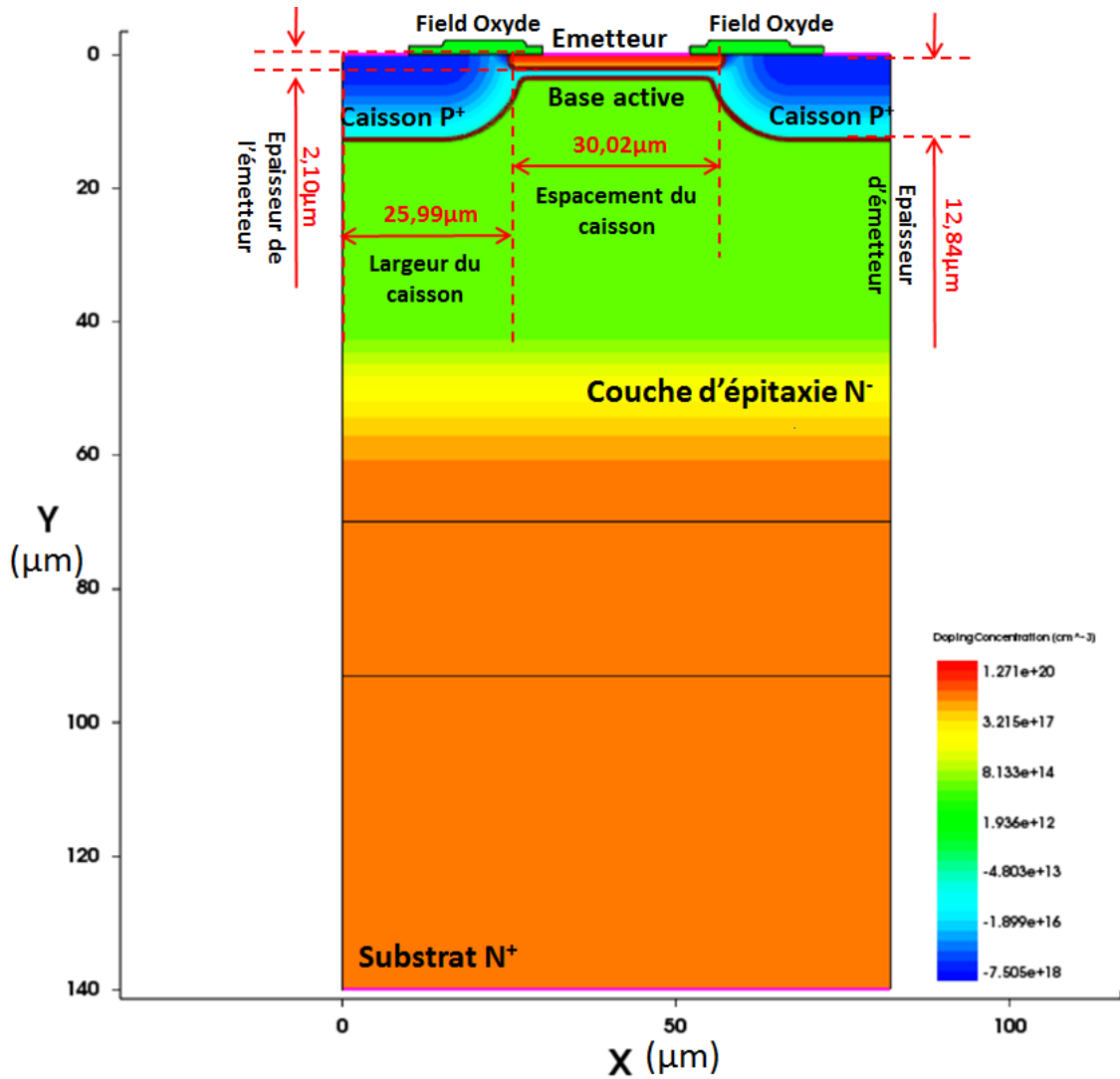


Figure I. 4-9 : Coupe schématique 2D du transistor bipolaire à fort gain proposé sous l'environnement SSE.

Comme nous pouvons le constater dans le Tableau I. 4-2, les dimensions géométriques des structures SSE et Sprocess sont très similaires.

Tableau I. 4-2 : Comparaison des dimensions géométriques entre les structures physiques générées sous SSE et Sprocess.

Termes de comparaison	Epaisseur de l'émetteur	Epaisseur de la base active	Profondeur du caisson	Espacement entre caissons	Largeur du ½ caisson
Structure SSE	2,10 μm	1,45 μm	12,84 μm	30,02 μm	25,99 μm
Structure Sprocess	2,04 μm	1,58 μm	12,11 μm	29,12 μm	26,09 μm
Erreur	2,85%	8,22%	5,78%	3,09%	0,38%

La stratégie de maillage sous SSE est différente de celle menée sous SProcess. Le SProcess s'appuie sur la triangulation de Delaunay [32] pour réaliser le maillage. L'outil SSE utilise, quant à lui, une stratégie de maillage « box method » qui devra être adaptée pour les futures simulations électriques qui seront réalisées sous Sentaurus Device [33]. Les maillages des deux structures physiques sont différents. Celui réalisé sous SSE est présenté Figure I. 4-10. Nous pouvons observer le raffinement local que nous avons mis en place, dans la région de la Base active. Plusieurs boîtes de raffinement sont appliquées sur la jonction Base-Collecteur et Base-Emetteur. Ces régions sont les plus sensibles de l'ensemble de la structure. L'enjeu est d'améliorer la précision des simulations électriques sous SDevice.

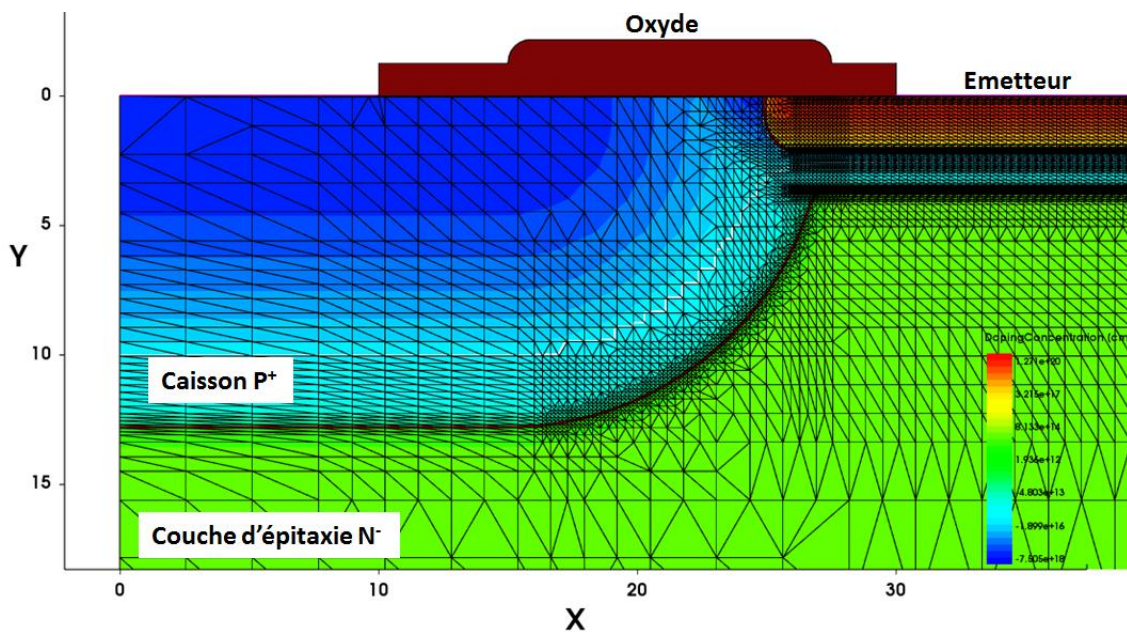


Figure I. 4-10 : Coupe schématique 2D du transistor bipolaire à fort gain générée sous SSE : stratégie de maillage.

I. 4. 4. Validation de la structure physique réalisée sous SSE

La validation de la structure physique proposée doit passer par la vérification des dimensions géométriques (voir Tableau I. 4-2) et des profils de concentration de chaque région de la structure. Pour ce faire, une comparaison des profils de concentration (net doping) est effectuée entre les structures SSE et SProcess.

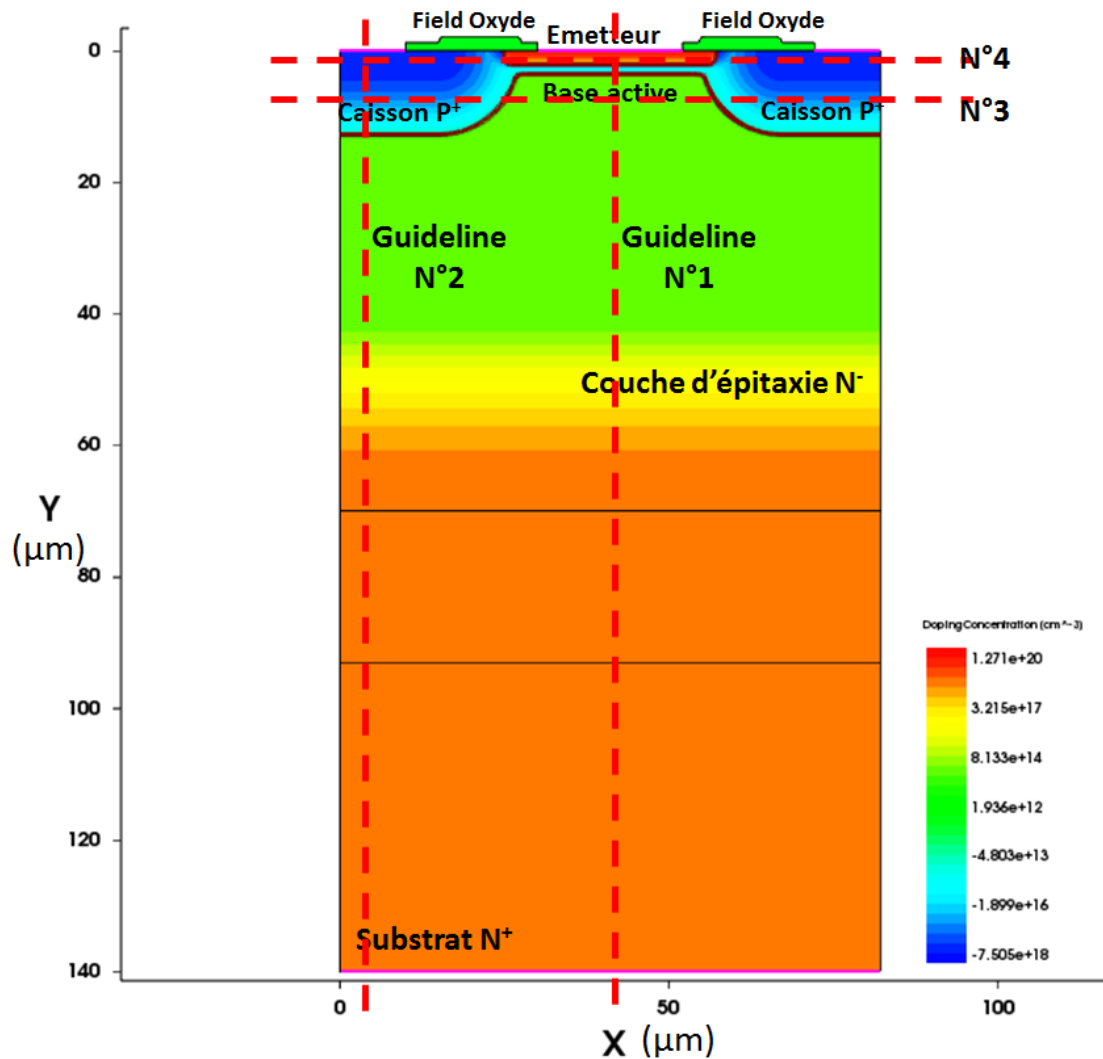


Figure I. 4-11 : Position des guidelines sur le modèle physique, qui serviront à comparer les profils de concentration et les positions des jonctions entre SSE et SProcess.

Les profils de concentration sont extraits à l'aide de l'outil Sentaurus Visuel, en utilisant la fonction Guideline. Cela nous permet d'observer la distribution des dopants tout le long de la ligne de découpe. La ligne de découpe N°1, qui traverse la Base active et l'Emetteur, relève le profil de concentration de la Base, de l'Emetteur, la position de la

jonction Base-Emetteur et celle de la jonction Base-Collecteur. Une deuxième ligne de découpe verticale qui se trouve dans le caisson, nous permet d'observer le profil de concentration du caisson et sa profondeur. La ligne de découpe horizontale N°3, qui se situe au-dessous de la Base active, nous permet d'évaluer l'espacement entre les caissons. La dernière ligne de découpe (N°4) traverse l'Emetteur horizontalement, ce qui nous permet de mesurer pratiquement la largeur de l'Emetteur.

Le profil de concentration le long de la ligne de découpe N°1 est montré sur la Figure I. 4-12.

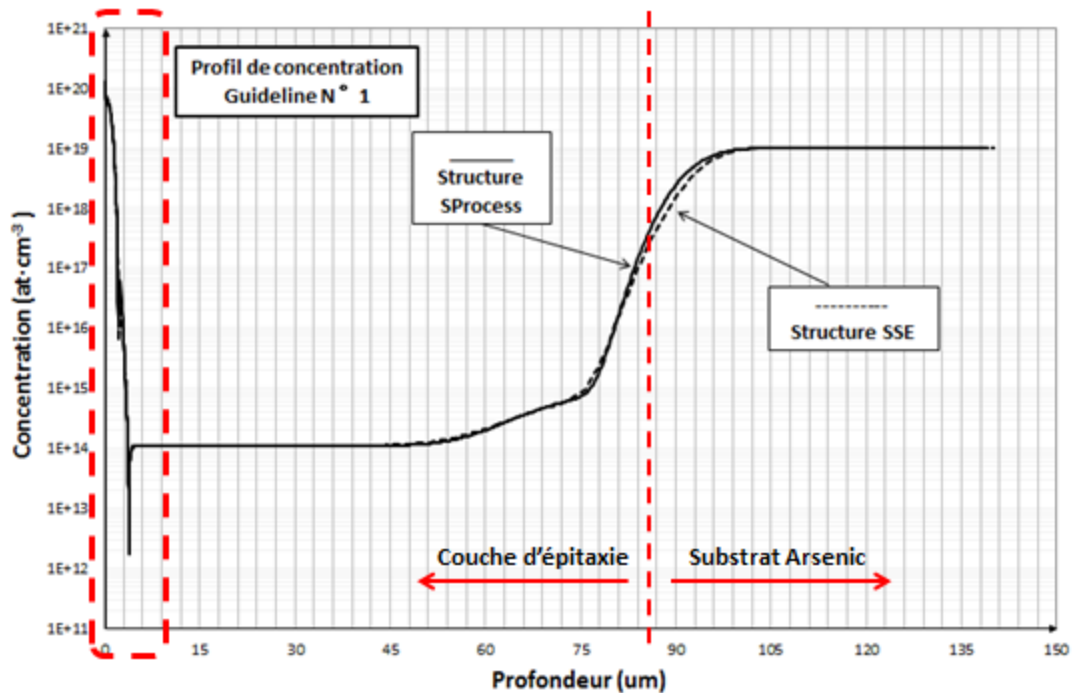


Figure I. 4-12 : Comparaison des profils de concentration sur la « guideline » N°1 entre les structures générées sous SProcess et sous SSE.

Comme nous pouvons l'observer (Figure I. 4-12), les deux courbes sont très proches. Ce qui veut dire que la structure physique SSE reproduit bien le profil de concentration fourni par SProcess. Nous pouvons également distinguer clairement la région de substrat et celle d'épitaxie. La région sensible Base/Emetteur encadrée en rouge est très petite sur la figure par rapport aux dimensions des autres régions. Un agrandissement de cette région est proposé Figure I. 4-13. Nous pouvons relever que les deux jonctions se situent respectivement à la profondeur $x_j=2,10\ \mu\text{m}$ et $x_j=3,55\ \mu\text{m}$ des deux structures (SSE et SProcess).

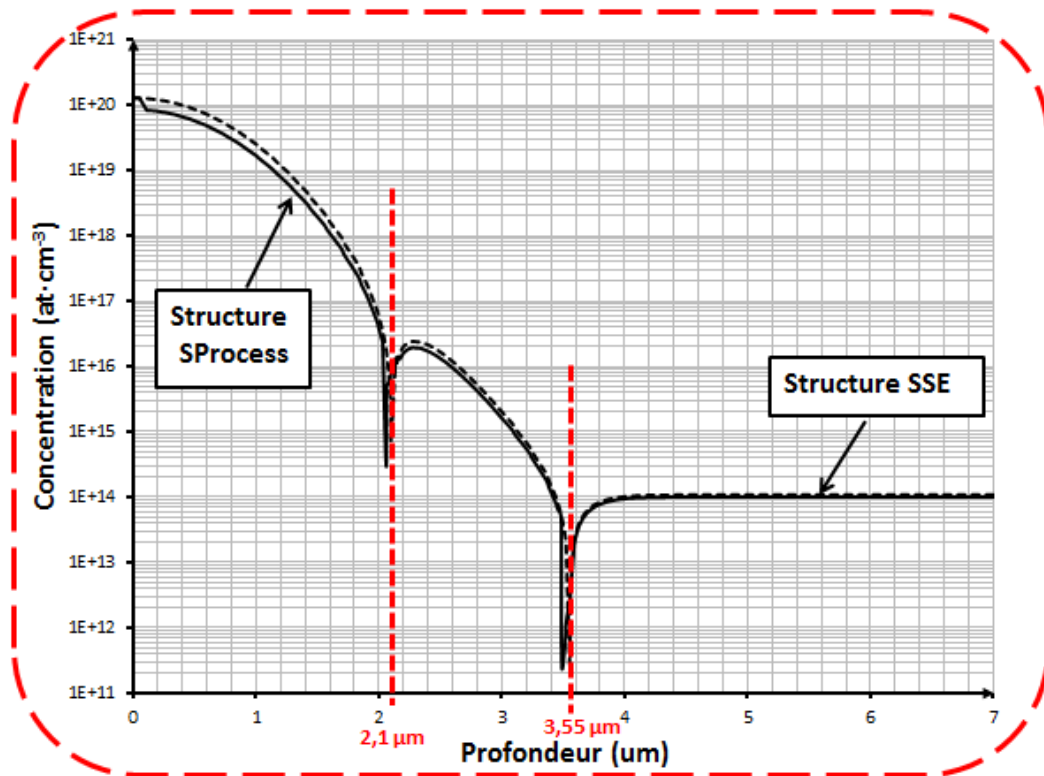


Figure I. 4-13 : Profil de concentration détaillé sur la jonction Base-Emetteur et Base-Collecteur, avec leur position marquée.

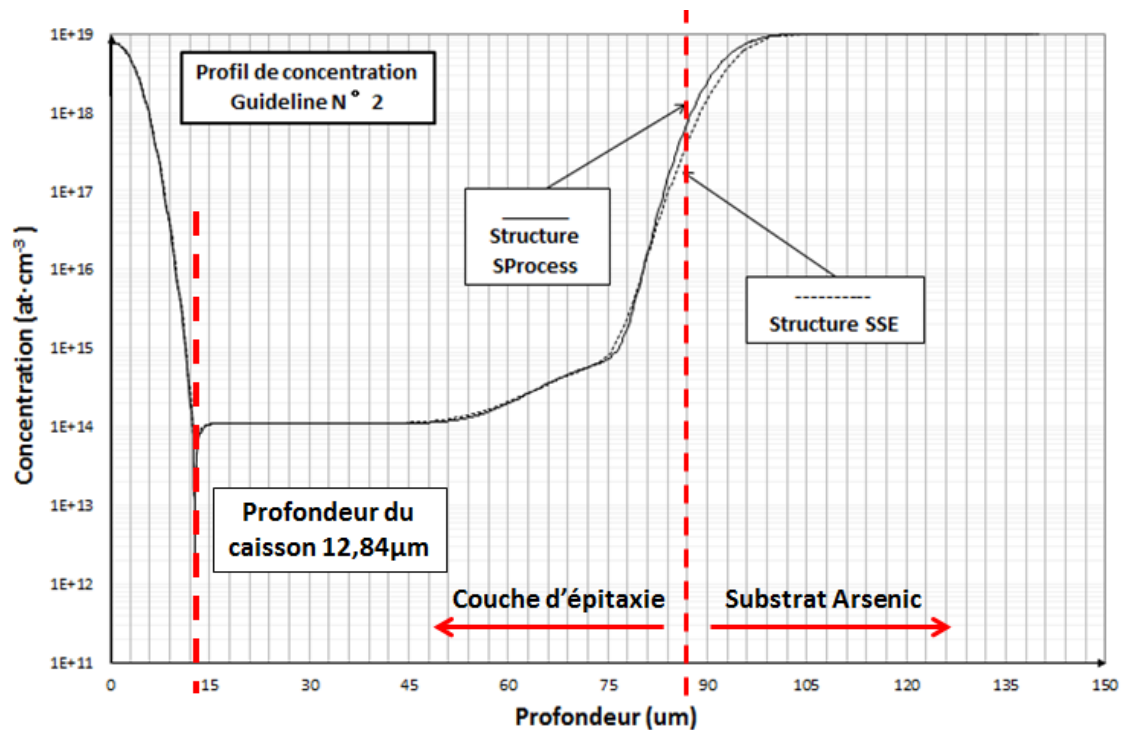


Figure I. 4-14 : Comparaison des profils de concentration sur la guideline N°2 entre les structures générées sous SProcess et SSE.

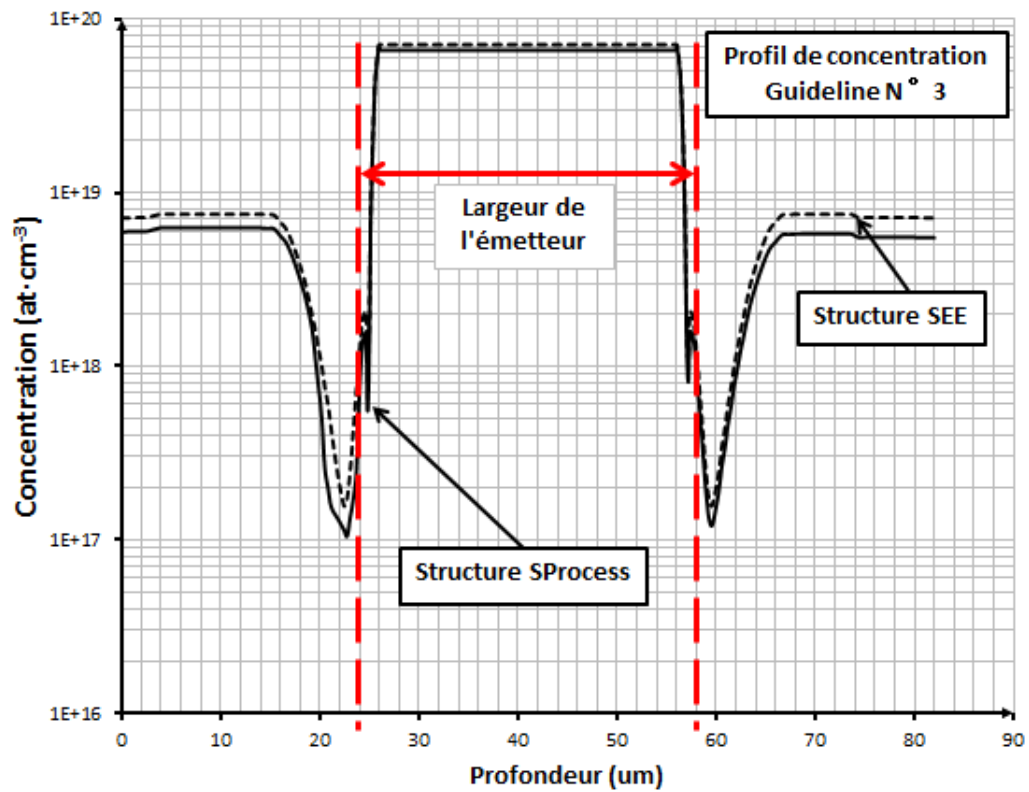
Le profil de concentration le long de la ligne de découpe N°2 révèle la distribution des dopants dans la région des caissons ainsi que la profondeur du caisson. Les résultats de comparaison entre la structure SProcess et SSE sont présentés comme la Figure I. 4-14.

Nous pouvons observer qu'il y a peu de décalage entre les courbes, ce qui signifie une bonne correspondance entre les deux structures sur la guideline N°2. Elle nous révèle également que la profondeur de la jonction caisson-Collecteur est de 12,84 μ m. Cette valeur est aussi très proche avec la valeur obtenue de l'observation SEPC et de la structure SProcess.

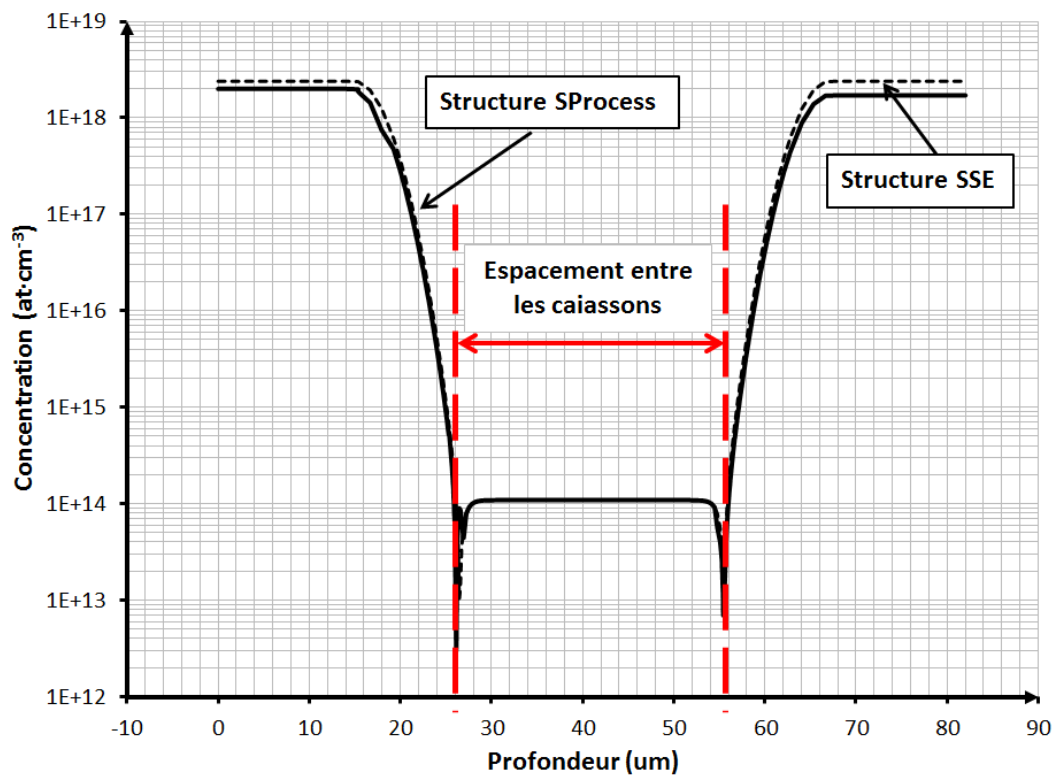
Nous allons maintenant nous focaliser sur les lignes de découpe horizontales. La Figure I. 4-15 (a) permet de comparer les profils de concentration selon la ligne de découpe N°3 entre les structures générées de SProcess et de SSE. A partir de la figure, nous pouvons observer la largeur de l'Emetteur entre les deux caissons.

Les résultats obtenus à l'aide de l'outil SSE sont cohérents avec ceux obtenus à l'aide de l'outil SProcess. L'espacement entre les caissons et le profil de concentration de cette partie du transistor bipolaire à fort gain peuvent être observés sur la Figure I. 4-15 (b). La distance entre les caissons va influencer le pincement des zones de charge d'espace sous la Base active. Cette distance influencera donc la tenue en tension du composant.

Les comparaisons menées nous permettent de disposer d'une structure développée à l'aide de l'outil SSE équivalente à celle développée à l'aide de l'outil SProcess.



(a)



(b)

Figure I. 4-15 : Comparaison des profils de concentration le long de la ligne de découpe N°3 (a) et N°4 (b) entre les structures générées sous SProcess et SSE.

I. 4. 5. Simulation électrique

Selon le « diagramme fonctionnel » présenté au début du paragraphe I. 4, la validation finale de la structure physique proposée se fera via les simulations électriques. L'idée est de comparer le comportement électrique (statique et dynamique, à l'état passant et bloqué) de la structure physique SSE avec les résultats expérimentaux du composant. Les caractéristiques suivantes seront étudiées – courbe de Gummel en direct, courbe de Gummel en inverse, tenue en tension du composant V_{CEO} , tension de claquage de la jonction Base-Collecteur V_{CBO} et enfin les temps de commutation en régime dynamique.

I. 4. 5. (a). Etat passant

Comme mentionné auparavant, le gain en courant est la caractéristique la plus importante d'un transistor bipolaire à l'état passant. Pour le déterminer, on utilise le courant de Collecteur, de Base et on se place sur le point de fonctionnement du transistor bipolaire. La courbe de Gummel illustre l'évolution du gain en courant en fonction du courant de Collecteur en polarisation directe ou inverse. Elle reflète la capacité d'amplification en courant d'un transistor bipolaire.

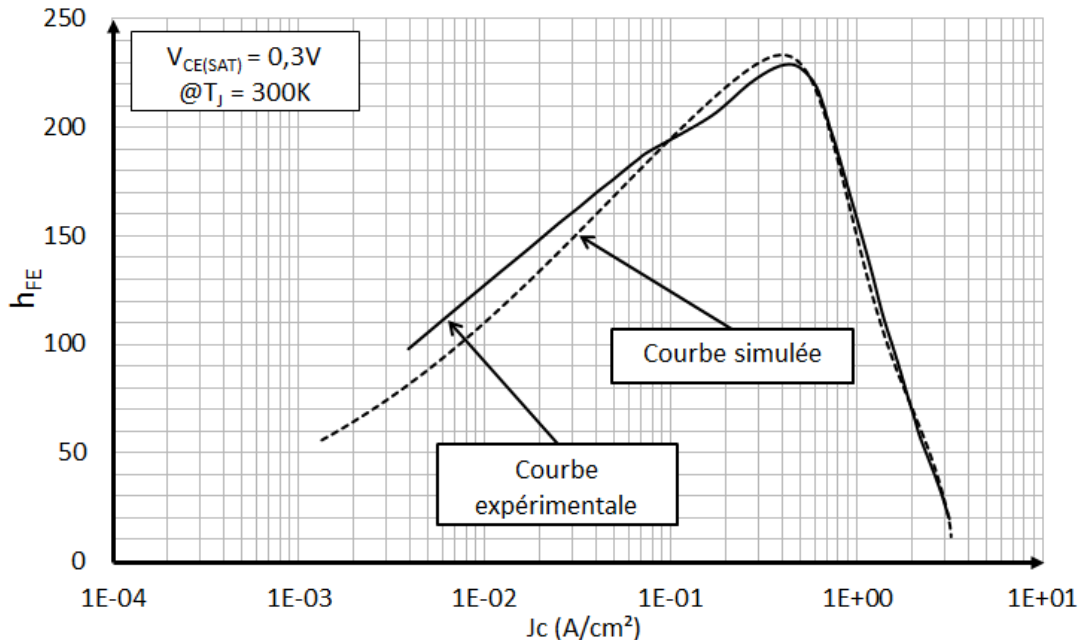


Figure I. 4-16 : Comparaison des courbes de Gummel en direct (h_{FE}) simulées et mesurées.

La Figure I. 4-16 propose une comparaison des courbes de Gummel expérimentales et simulées sous SSE, de Gummel. Nous pouvons remarquer que les courbes de Gummel sont

mesurées et simulées pour une tension de quasi-saturation de 0,3V sous température contrôlée.

Nous pouvons constater la bonne cohérence du gain en courant en direct h_{FE} simulé et mesuré. Ces résultats valident l'exactitude de la structure physique. Nous allons nous intéresser maintenant aux performances du gain en courant en inverse.

La Figure I. 4-17 nous permet de comparer les courbes de Gummel en inverse obtenues à l'aide de l'outil SSE et mesurées expérimentalement. La courbe continue est la courbe de Gummel en inverse obtenue à partir de la mesure réelle en régime statique. La courbe en pointillée représente l'évolution du gain en courant en inverse simulé à l'aide de l'outil de simulation SSE. Les deux courbes sont obtenues avec une tension de quasi-saturation de 0,3V et à une température de 300K. Nous pouvons constater que les deux courbes ne sont pas parfaitement cohérentes sur toute la plage de courant. Pour des niveaux de courant d'Emetteur important, les deux courbes se superposent et le gain en courant maximum entre les deux résultats est assez proche (22 contre 18). En revanche pour de faibles niveaux de courant, le gain en courant expérimental est plus grand que le gain simulé.

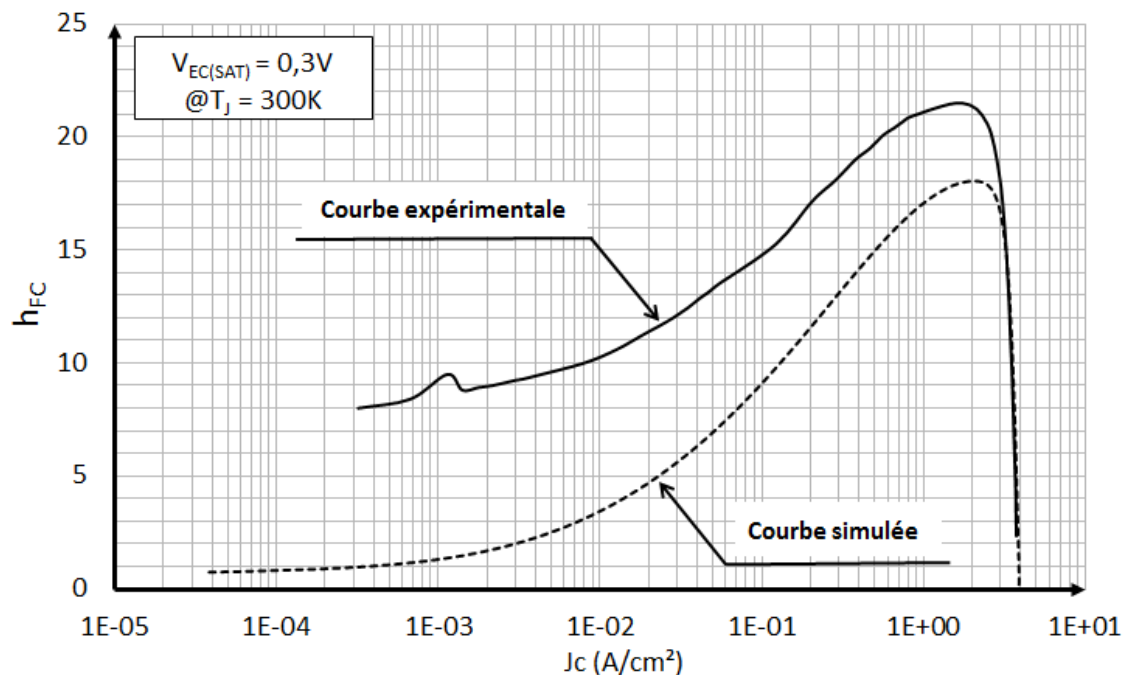


Figure I. 4-17 : Comparaison des courbes de Gummel en inverse simulées et mesurées.

Lorsque les transistors bipolaires travaillent à faibles densités de courant, la concentration des porteurs minoritaires injectés est assez proche avec la concentration de la Base. Dans cette condition, la recombinaison des porteurs excessifs est un effet prédominant dans le composant. Cela entraînera une chute du gain en courant puisque une grande partie du courant injecté sera recombinaisonnée avec les porteurs majoritaires. Donc une bonne description des phénomènes de recombinaison à faibles densités de courant est cruciale pour une simulation physique fiable.

Afin d'expliquer l'origine du grand décalage observé dans la Figure I. 4-17 à faibles densités de courant, nous nous sommes investis dans les modèles utilisés, au sein de Sentaurus Device, à décrire les phénomènes de recombinaison pour les simulations en polarisation inverse. La recombinaison de Shockley-Read-Hall (SRH) est le principal mécanisme de recombinaison dans les composants bipolaires. Il s'agit d'un nouveau niveau d'énergie introduit, par les impuretés dans la maille cristalline du silicium, entre la bande de valence et la bande de conduction. Ce nouveau niveau d'énergie qui se situe au milieu de la bande interdite est capable de capter et émettre des porteurs. Cette procédure résulte par conséquent l'effet de recombinaison dans les composants bipolaires.

Le taux de recombinaison de Shockley-Read-Hall au sein du transistor bipolaire dépend de la durée de vie des porteurs (électrons et trous) et de la position de ce nouveau niveau d'énergie. Son expression dans Sentaurus Device s'exprime ci-dessous :

$$R_{SRH} = \frac{np - n_i^2}{\tau_p(n + n_1) + \tau_n(p + p_1)} \quad \text{Equation 1-15}$$

Dans l'équation 1-15, n et p représentent respectivement la concentration des électrons et trous. n_i est la concentration des porteurs intrinsèques. τ_p et τ_n sont les durées de vie des électrons et trous. n_1 et p_1 sont deux paramètres qui introduisent la dépendance du taux de recombinaison à la position du nouveau niveau d'énergie.

La durée de vie des électrons et trous (τ_p et τ_n) dépend du profil de concentration du composant. Cette dépendance est décrite par le modèle Scharfetter. Une équation empirique est intégrée dans Sentaurus Device pour estimer la durée de vie des porteurs, comme ce qui se présente ci-dessous :

$$\tau_{(n,p)} = \tau_{min} + \frac{\tau_{max} - \tau_{min}}{1 + \left(\frac{N_A + N_D}{N_{ref}}\right)^\gamma} \quad \text{Equation 1-16}$$

Cette équation empirique dévoile la dépendance de la durée de vie des porteurs à la concentration. Théoriquement la durée de vie des porteurs décroît avec l'augmentation de concentration. Pour le cas de notre transistor bipolaire à fort gain, la concentration de l'émetteur est beaucoup plus importante que celle du collecteur. Cela entraîne la durée de vie plus importante lorsque le transistor bipolaire à fort gain travaille en polarisation inverse. Afin de traduire ce phénomène lors de la simulation en polarisation inverse, nous avons décidé d'augmenter la durée de vie en modifiant le coefficient τ_{max} . La valeur de τ_{max} a été modifiée à 5E-5 s dans le modèle intégré de Scharfetter au lieu de 1E-5s par défaut. Le résultat de simulation en polarisation inverse, avec le modèle Scharfetter modifié, est présenté avec les résultats expérimentaux dans le Tableau I. 4-3.

Tableau I. 4-3 : Comparaison des résultats simulés et mesurés du gain en courant en inverse (h_{FC}) sans et avec la modification du modèle Scharfetter.

Densité de courant d'Emetteur (J_E)	4E-4 A/cm ²	4E-3 A/cm ²	4E-2 A/cm ²	4E-1 A/cm ²	3,62E+0 A/cm ²
h_{FC} simulé sans modification du modèle Scharfetter	1,01	1,55	3,99	9,39	4,39
h_{FC} simulé avec modification du modèle Scharfetter	7,43	12,18	18,25	21,61	3,82
h_{FC} expérimental	8,1	9,5	13,5	19,0	3,6

Nous pouvons observer que les gains en inverse simulés avec la modification du modèle Scharfetter sont beaucoup plus réalistes par rapport aux ceux sans la modification. Ces résultats dévoilent l'impact du modèle de recombinaison sur les résultats de simulation du gain en courant en inverse du transistor bipolaire à fort gain et expliquent le décalage entre la courbe simulée et mesurée à faibles densité de courant dans la Figure I. 4-17.

I. 4. 5. (b). Etat bloqué

L'exploitation des performances à l'état bloqué est toujours indispensable pour comprendre le fonctionnement des composants de puissance. Dans ce paragraphe nous allons étudier la tenue en tension V_{CEO} de la structure SSE ainsi que la tension de claquage de sa

jonction Base-Collecteur V_{CBO} . En nous appuyant sur les résultats expérimentaux présentés au début de ce chapitre, nous pourrions évaluer la qualité de la structure SSE proposée. Trois éléments peuvent influencer la tenue en tension du transistor bipolaire à fort gain. Le premier est l'épaisseur de la couche d'épitaxie. Cette couche sert à supporter le champ électrique imposé par le circuit extérieur. Le deuxième est l'épaisseur de la Base active puisqu'elle est très fine par rapport aux autres régions de la structure. La réduction de l'épaisseur de la Base favorise l'effet de perçage au détriment de la tenue en tension du composant. Le dernier élément qui influence considérablement V_{CEO} et V_{CBO} est l'espacement entre les caissons P^+ .

Comme nous l'avons expliqué auparavant, la Base fine de notre transistor bipolaire à fort gain est protégée par la zone de déplétion des jonctions caisson-Collecteur. Les zones de déplétion de deux caissons voisins se rejoignent, formant une protection par auto-blindage. Ce phénomène peut être observé durant la simulation électrique à l'état bloqué de notre structure physique. La Figure I. 4-19 présente la distribution du champ électrique au sein du transistor bipolaire à fort gain. La partie jaune claire entre les deux caissons protège bien la Base active.

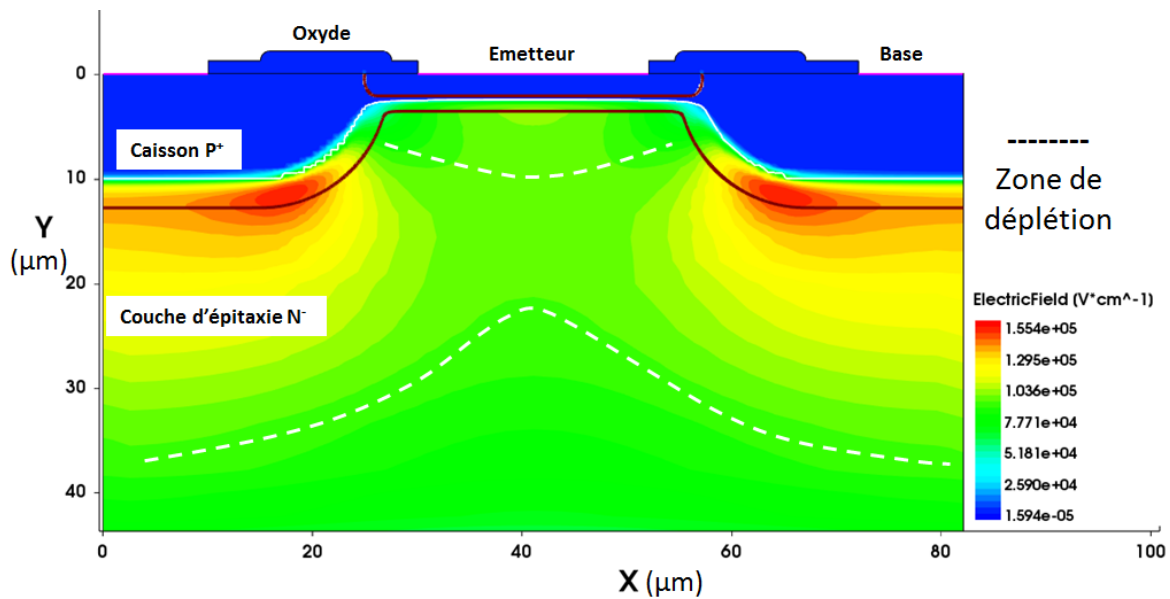


Figure I. 4-18 : Distribution du champ électrique sous la Base active du transistor bipolaire à fort gain (simulation SSE).

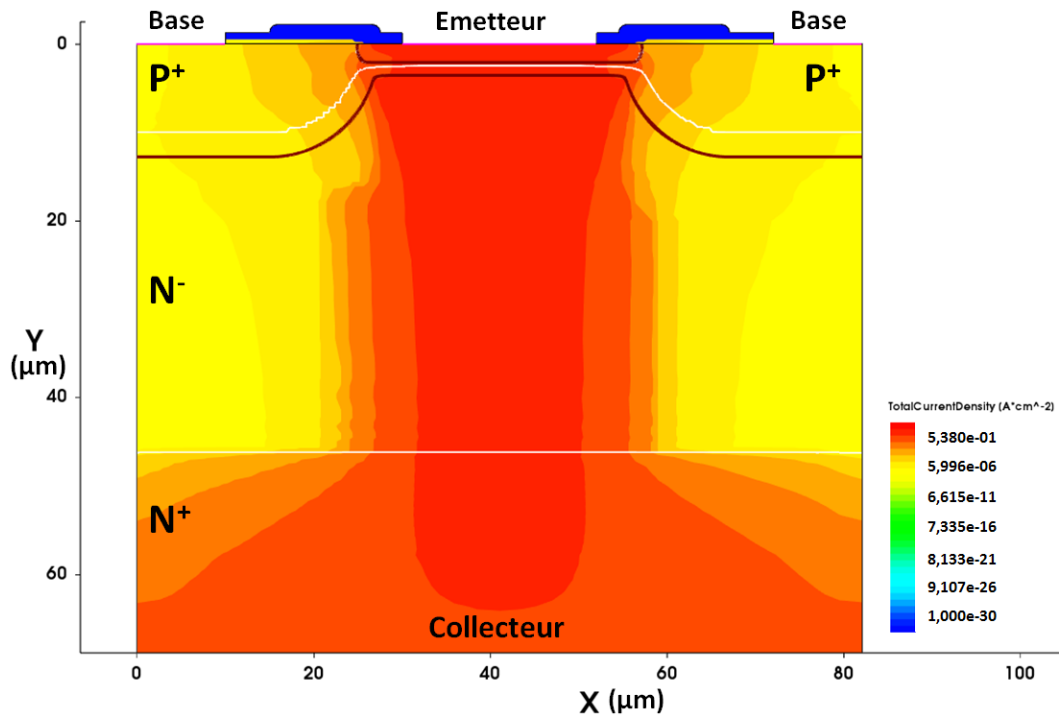


Figure I. 4-19 : Distribution de la densité de courant total après le claquage du transistor bipolaire à fort gain (simulation SSE).

Après que la tension externe ait dépassée la tenue en tension du transistor bipolaire à fort gain, le courant de Collecteur s'accroît exponentiellement. Il circule entre l'Emetteur et le Collecteur du composant, comme ce qui est montré sur la Figure I. 4-20. Après avoir visualisé les phénomènes physiques qui ont lieu au sein du transistor bipolaire à fort gain durant le claquage, il est temps de présenter les résultats électriques de simulation à l'état bloqué.

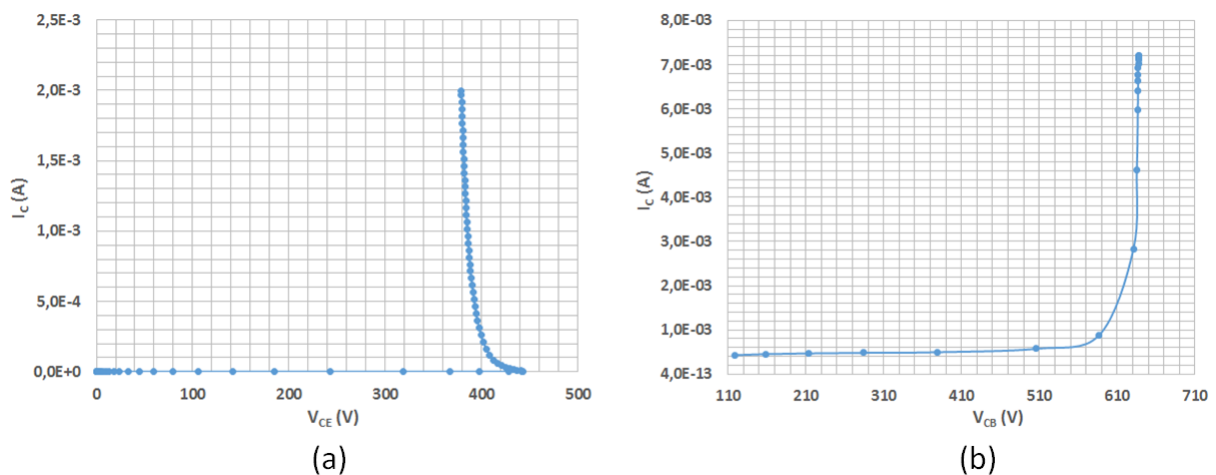


Figure I. 4-20 : Résultats de simulation physique du transistor bipolaire à fort gain à l'état bloqué : (a) V_{CEO} , (b) V_{CBO} .

La Figure I. 4-21 (a) présente la courbe simulée de la tenue en tension V_{CEO} du transistor bipolaire à fort gain, sa valeur est de 390V. La Figure I. 4-21 (b) nous permet d'observer la courbe simulée de la tension de claquage de la jonction Base-Collecteur. Sa valeur est de 625V. Nous vous rappelons que la valeur mesurée de V_{CEO} est de 400V et que celle de V_{CBO} est de 620V. Les résultats de simulations sont très proches de ceux obtenus expérimentalement, cela nous permet de valider notre structure physique en termes de performance à l'état bloqué.

I. 5. Etude et modélisation physique du TBBS

La modélisation physique de l'interrupteur bidirectionnel TBBS doit passer par la validation physique d'un seul transistor bipolaire à fort gain. Parce que ce dernier est le composant élémentaire du TBBS. Comme nous l'avons introduit précédemment, le TBBS est construit à l'aide de deux transistors bipolaires à fort gain montés en anti-série. Cette topologie (Figure I. 5-2 (b)) va maintenant pouvoir être reproduite à l'aide de l'outil Sentaurus.

Pour pouvoir associer deux transistors bipolaires à fort gain en anti-série dans l'environnement Sentaurus, nous utiliserons la fonction « mixed-mode » de l'outil de simulation SDevice. Une fois que la structure physique du TBBS sera établie dans Sentaurus, nous l'utiliserons pour effectuer des simulations électriques en régime statique et dynamique. La validation et la justification de la structure physique du TBBS se fera par la comparaison des résultats de simulation et des mesures expérimentales.

I. 5. 1. Construction du TBBS à l'aide de la carte « mixed-mode »

Dans le paragraphe précédent, l'outil Sentaurus Device a été utilisé pour simuler une structure, à savoir le transistor bipolaire à fort gain. En fait il est également en mesure de faire la simulation d'un circuit électronique. La carte « mixed-mode » permettra d'intégrer les différents éléments du circuit (les composants passifs et les structures physiques définies par les autres outils de Sentaurus par exemple) [34]. Cette fonctionnalité nous permettra de construire ce TBBS en associant les structures physiques de deux transistors bipolaires à fort gain. Elle nous donnera également la possibilité d'effectuer des simulations dynamiques. Plusieurs éléments passifs pourront, en effet, être ajoutés dans le circuit.

Pour ces simulations (Figure I. 5-1), le fichier de commande de SDevice doit impérativement inclure les définitions de chaque élément du circuit et les informations de connexion entre ces éléments (Netliste). Pour ce faire, une carte supplémentaire, qui s'appelle « system », est introduite dans le fichier de commande. De plus, la carte « solve » pourra être paramétrée afin de résoudre une section spécifique du système ou l'ensemble du système.

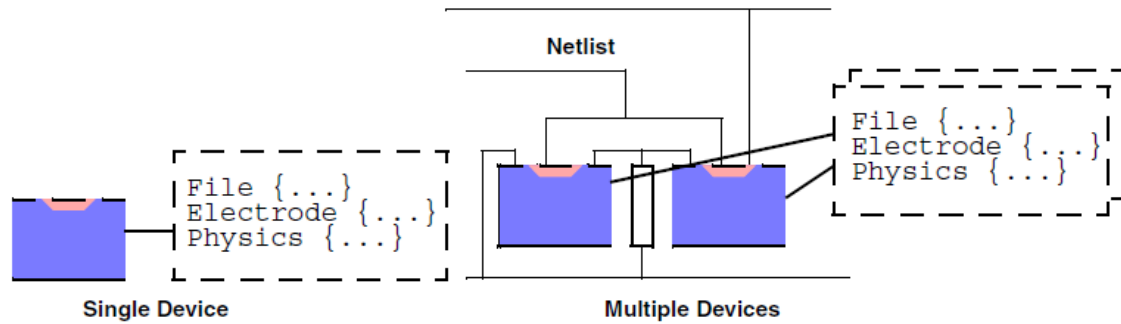


Figure I. 5-1 : Schéma représentatif de la mise en connexion de plusieurs composants sous mixed-mode.

Pour construire le TBBS, il sera nécessaire d'associer les deux transistors bipolaires à fort gain prédéfinis sous SSE en utilisant une « Netliste ». Les lignes de commande de cette « Netliste » seront définies dans la carte « system » (Figure I. 5-2).

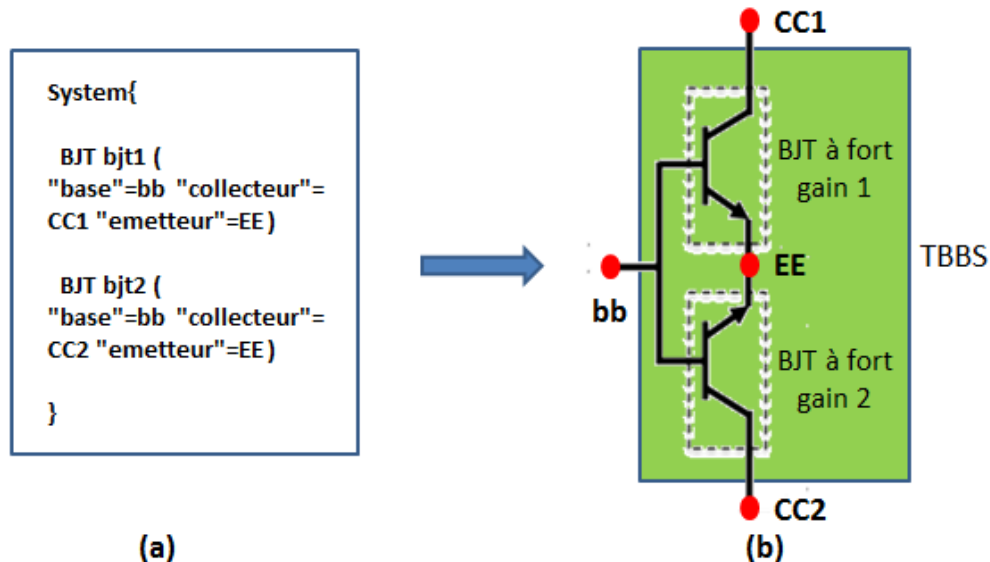


Figure I. 5-2 : Construction du TBBS à l'aide de mixed-mode, lignes de commande (a) et schéma représentatif (b).

I. 5. 2. Simulation électrique

Définir la structure physique du TBBS grâce à l'outil mixed-mode nous permettra de d'étudier physiquement la structure complète. Pour valider la structure physique du TBBS, il sera nécessaire de comparer les résultats de simulation et de caractérisation.

I. 5. 2. (a). Etat passant

Comme nous l'avons fait précédemment, la courbe de Gummel du TBBS sera simulée à l'état passant et ensuite comparée à la courbe de Gummel obtenue à partir des mesures réelles. La tension de quasi-saturation V_{C1C20} sera de 0,3V, les températures de simulation et de mesure seront de 300K. Les résultats de simulation et de caractérisation sont présentés Figure I. 5-3.

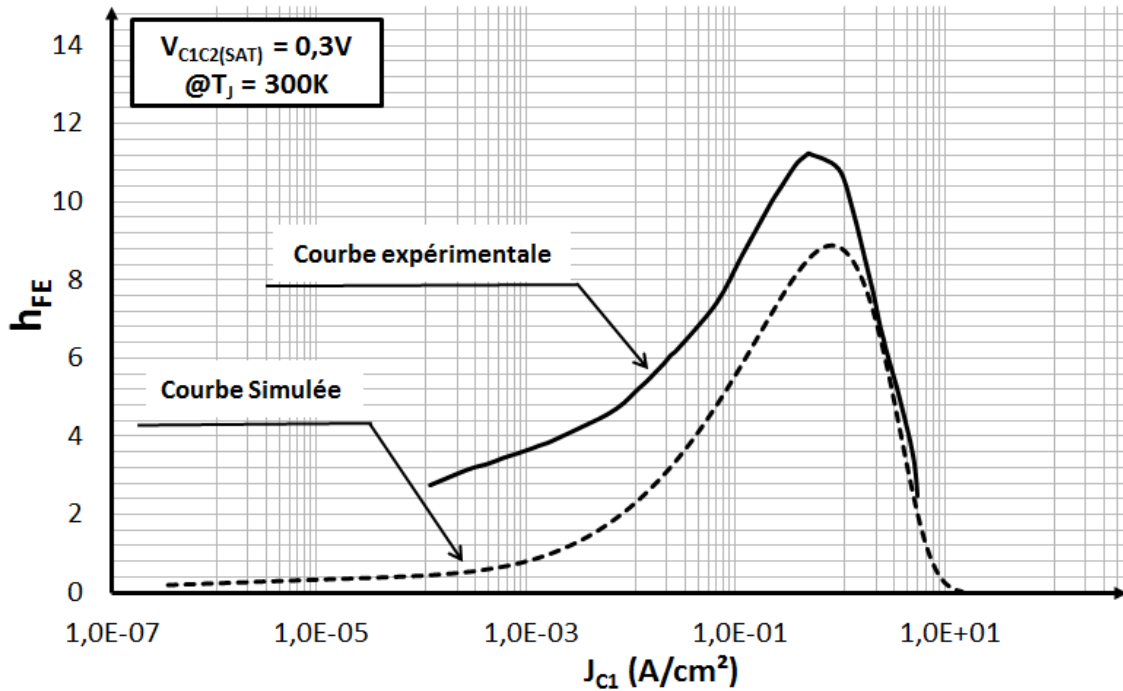


Figure I. 5-3 : Comparaison des courbes de Gummel du TBBS simulées et mesurées.

Nous pouvons constater, à partir de la Figure I. 5-3, que les courbes de Gummel représentent un écart important pour de faibles densités de courant de Collecteur. En revanche, le gain en courant h_{FE} maximum se trouve sur la même position (quand $J_C=0,18 A \cdot cm^{-2}$). Ce décalage avait déjà été découvert sur la courbe de gain en inverse h_{FC} d'un seul transistor bipolaire à fort gain (Figure I. 4-17). Le phénomène est reproduit lors de l'association de deux transistors.

Les mêmes résultats ont été obtenus lorsque l'on a échangé les électrodes C1 et C2. Ce qui prouve que la bidirectionnalité en courant du TBBS est néanmoins bien effectuée.

I. 5. 2. (b). Etat bloqué

Lors de la simulation du TBBS à l'état bloqué, nous avons mené les simulations de claquage de la structure physique. L'idée est d'imposer une source de tension sur le Collecteur C1 en laissant la Base en l'air. Le courant de Collecteur I_{C1} est ensuite tracé (Figure I. 5-4).

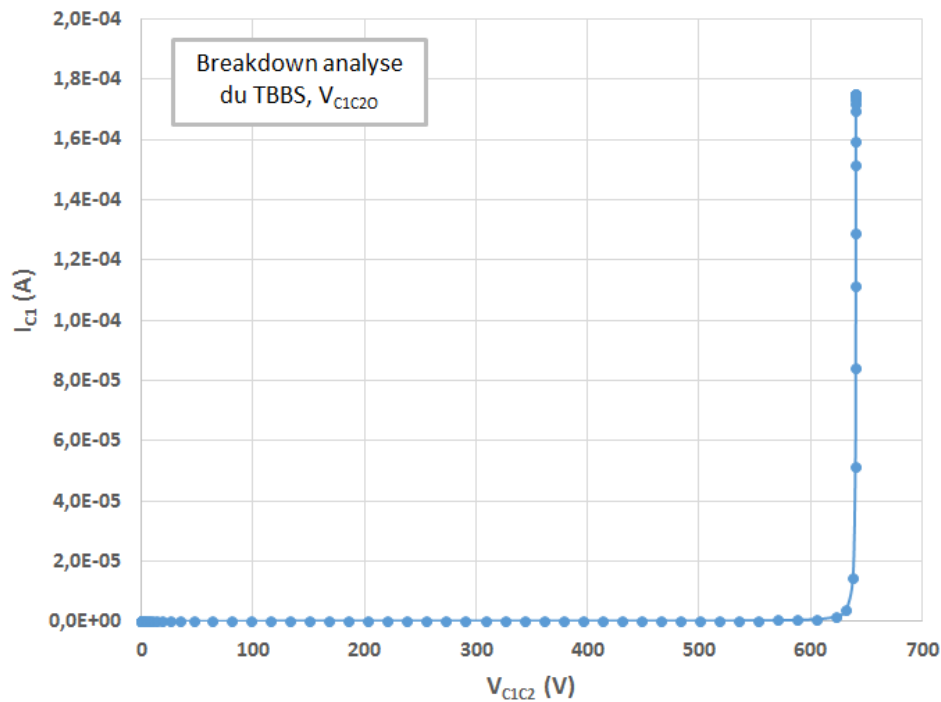


Figure I. 5-4 : Résultats de simulation physique à l'état bloqué (breakdown analyse) du TBBS.

La tenue en tension V_{C1C20} du TBBS est déterminée par la tension de claquage de la jonction Base-Collecteur V_{CBO} d'un seul transistor bipolaire à fort gain. Cela peut s'expliquer par le fait que les deux Emetteurs et les deux Bases des transistors bipolaires à fort gain élémentaires sont liées ensemble, ce qui signifie que les deux jonctions Base-Emetteur sont court-circuitées quand la Base commune est laissée en l'air. Du coup la structure TBBS peut être considérée comme deux jonctions PN connectées en anti-série. La tension externe est alors supportée par celle qui est polarisée en inverse.

Les résultats de simulation nous ont permis d'obtenir pour le TBBS une tenue en tension de 630V. Nous vous rappelons que la tension de claquage expérimentale de la jonction Base-Collecteur V_{CBO} du transistor bipolaire à fort gain était de 620V. Les deux

résultats sont donc très proches, ce qui justifie la bonne qualité de la structure physique à l'état bloqué.

I. 5. 2. (c). Simulation dynamique

Dans les interrupteurs bidirectionnels de puissance, les temps de commutation sont toujours critiques. Afin d'évaluer les performances dynamiques du TBBS, nous allons effectuer des simulations dynamiques dans l'environnement SDevice. L'objectif sera d'obtenir les temps de commutation via la simulation physique.

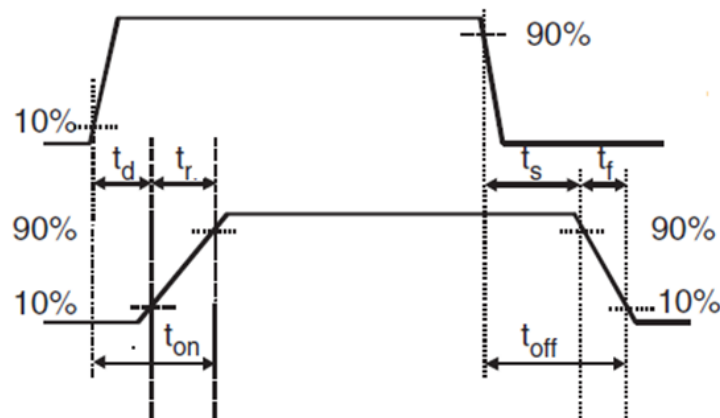


Figure I. 5-5 : Schéma représentatif des temps de commutation d'un composant bipolaire.

Le temps de commutation total est composé du temps de fermeture t_{on} et du temps d'ouverture t_{off} . Le temps de fermeture est la somme du temps de retard t_d et du temps de montée t_r , qui représentent respectivement le temps requis pour charger les capacités de déplétion des jonctions et le temps nécessaire pour que le courant de Collecteur augmente jusqu'à sa valeur finale. Le temps d'ouverture est composé du temps de stockage t_s et du temps de descente t_f . Ils représentent respectivement le temps d'évacuation des porteurs accumulés dans le composant durant la conduction et le temps nécessaire pour que le courant de Collecteur revienne à zéro. La définition précise de chaque terme est présentée Figure I. 5-5.

Les performances dynamiques du TBBS sont obtenues grâce à un circuit de « hacheur série » dédié à la configuration « double pulse ». Le schéma électrique est présenté Figure I. 5-6.

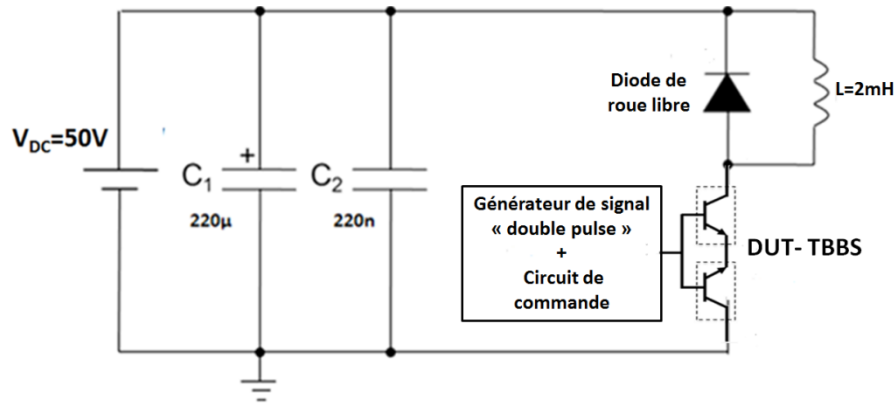


Figure I. 5-6 : Schéma électrique de « hacheur série » utilisé pour réaliser la configuration « double pulse ».

La source de tension ($V_{DC}=50V$) et les éléments passifs de ce circuit peuvent être simulés en utilisant l'outil mixed-mode de Sentaurus Device. Le driver du TBBS est remplacé par une source de tension et une résistance qui nous permettent de modéliser I_B . Les résultats de simulation dynamique sont présentés Figure I. 5-7.

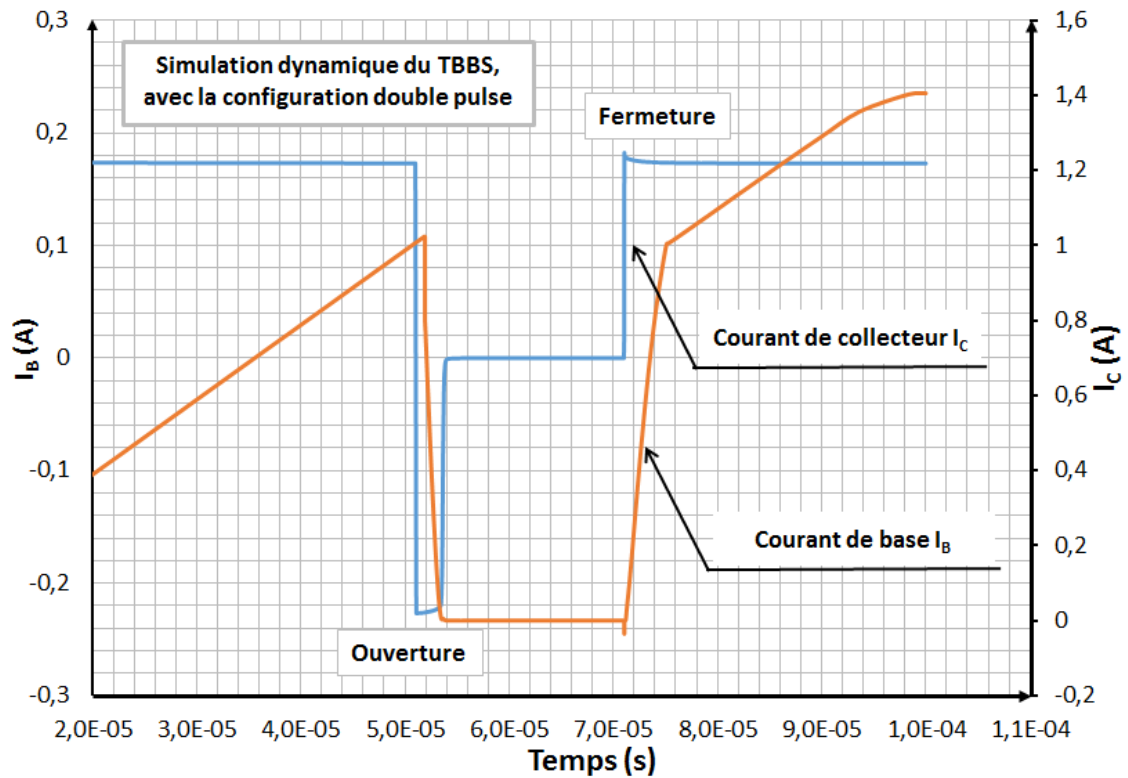


Figure I. 5-7 : Résultats de simulation dynamique du TBBS (configuration double-pulse).

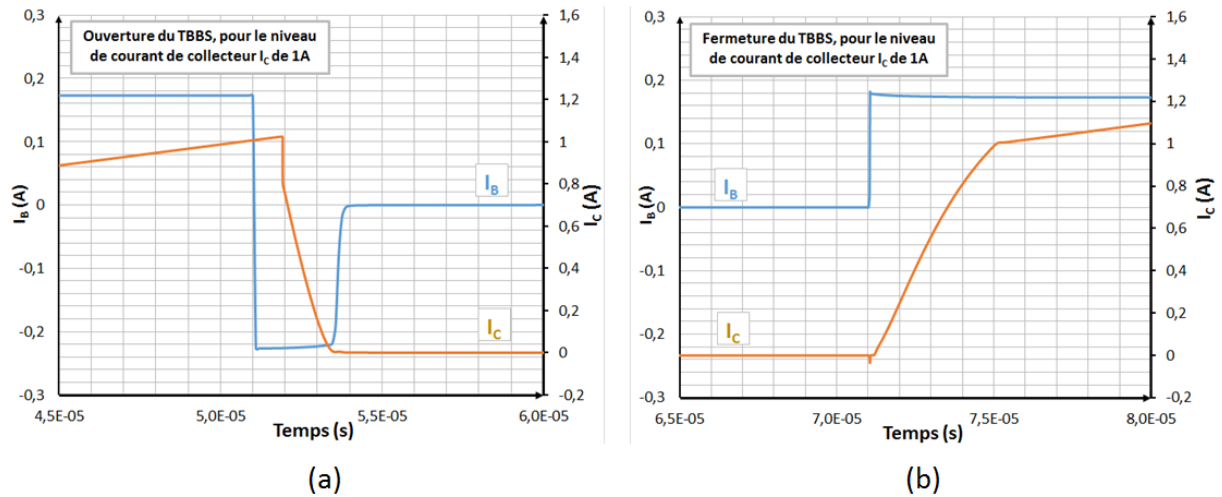


Figure I. 5-8 : (a) Courbe de commutation à l'ouverture. (b) Courbe de commutation à la fermeture

La Figure I. 5-7 présente les performances dynamiques simulées du TBBS en configuration double-pulse. Le temps d'ouverture peut être observé sur le front descendant de la courbe et le temps de fermeture devra être observé sur le front montant. Afin de visualiser plus clairement les temps de commutation du TBBS, les figures zoomées du front montant et du front descendant sont présentées Figure I. 5-8. Le temps de stockage t_s est de $0,9 \mu s$ selon la simulation dynamique. Le temps de descente t_f est de $1,25 \mu m$, le temps de retard t_d est de $0,55 \mu m$ et le temps de montée t_r est de $2,91 \mu m$.

Tableau I. 5-1 : Comparaison des temps de commutation simulés et mesurés.

Temps de commutation	Simulations (μs)	Mesures (μs)
Temps de retard (t_d)	0,55	0,93
Temps de montée (t_r)	2,91	3,06
Temps de fermeture (t_{on})	3,46	4,99
Temps de stockage (t_s)	0,90	0,81
Temps de descente (t_f)	1,25	2,35
Temps d'ouverture (t_{off})	2,15	3,16

Ces temps de commutation obtenus à l'aide de la simulation physique en régime dynamique sont comparés aux résultats expérimentaux de caractérisation dynamique (Tableau

I. 5-1). Le banc de caractérisation dynamique et la procédure de mesure ainsi que la stratégie de commande seront détaillés dans le prochain chapitre.

Nous pouvons observer dans la figure ci-dessus que les temps de commutation obtenus à l'aide de la structure physique du TBBS est très proche à ceux obtenues expérimentalement. Ce qui implique la bonne précision de notre structure physique en termes des performances dynamiques par rapport à la réalité. Il prouve donc l'exactitude et la robustesse de la structure physique que nous avons établie dans l'environnement Sentaurus.

I. 6. Conclusion

Dans ce chapitre, les fondamentaux sur les transistors bipolaires sont rappelés au début du chapitre afin d'introduire les deux composants bipolaires développés au sein du GREMAN – le transistor bipolaire à fort gain et le TBBS. La structure et le fonctionnement de ces deux composants bipolaires de puissance sont présentés et expliqués.

Afin de mieux comprendre les mécanismes de fonctionnement d'un transistor bipolaire à fort gain et de l'interrupteur bidirectionnel TBBS, les structures physiques sont développées. La modélisation physique débute par l'établissement d'une première structure physique à partir de son procédé technologique de fabrication. La structure obtenue à l'aide de l'outil Sentaurus Process est validée en comparant les résultats de simulation et les observations SEPC du vrai composant.

La structure générée sous SProcess est difficilement modifiable, les améliorations à effectuer et les simulations paramétriques seront compliquées à mettre en place. Nous avons donc décidé de définir cette même structure dans l'environnement Sentaurus Structure Editor. Cette structure physique est validée en comparant les dimensions géométriques et les profils de concentration des différentes régions du composant avec ceux obtenus sous SProcess. Nous disposons aussi d'une structure qui pourra être intégrée dans un environnement « mixed mode » (simulations physiques et simulations électriques).

La qualité des structures physiques proposées pour le transistor bipolaire à fort gain et le TBBS est étudiée en comparant les résultats simulés et expérimentaux. Plusieurs résultats ont été scrutés, les performances électriques en régime statique et dynamique. Les comparaisons ont néanmoins montrées une bonne cohérence entre la simulation et la réalité. Les structures physiques proposées sont donc bien validées en régime statique et dynamique. L'étude dynamique sera approfondie dans le chapitre II.

II. Deuxième chapitre : Caractérisation et étude du TBBS en régime statique et dynamique

II. 1. Introduction

Les caractéristiques statiques et dynamiques du TBBS sont essentielles pour son étude, sa modélisation et son application. Afin d'obtenir ces caractéristiques de manière fiable et précise, nous avons mis en place un banc de mesures et effectué la caractérisation statique et dynamique du TBBS sous température contrôlée. Cette partie du travail nous permettra de disposer des courbes de sortie, de Gummel, de la tenue en tension et des temps de commutations du TBBS.

Dans un premier temps, le banc de mesure et les procédures de caractérisation seront présentés. Durant la caractérisation statique, nous avons pu observer l'impact important de la température sur les performances électriques du TBBS et du transistor bipolaire à fort gain. Nous nous sommes donc investis dans l'étude de l'effet thermique sur nos composants bipolaires. Une analyse théorique a tout d'abord été menée. L'influence de la température sur les performances du TBBS et du transistor bipolaire à fort gain a été quantifiée en s'appuyant sur des mesures expérimentales. Pour ce faire, un bain thermostatique a été mis en place pour que les composants testés puissent travailler sous une température contrôlée.

Les caractéristiques dynamiques sont incontournables pour évaluer les performances en régime dynamique. Cela nous conduit, dans un second temps, à caractériser en régime dynamique le TBBS et le transistor bipolaire à fort gain. Pour ce faire, nous avons adapté une stratégie de commande pour les composants bipolaires, qui est capable de résoudre les problèmes comme par exemple la gestion du potentiel flottant et la protection contre la désaturation. La configuration « double pulse » a été utilisée pour la caractérisation dynamique. Elle nous a permis d'obtenir les temps de commutation sans l'échauffement des composants testés. Les résultats de caractérisation dynamique seront présentés à la fin du chapitre.

II. 2. Caractérisation statique du TBBS sous température contrôlée

Dans un premier temps, nous décrirons la procédure de caractérisation et le banc de mesure. Puis nous présenterons les résultats de la caractérisation statique qui seront principalement divisés en deux parties – l'état passant et l'état bloqué. Les résultats de caractérisation seront présentés et discutés séparément.

II. 2. 1. Présentation du banc de mesure et de la procédure de caractérisation

La caractérisation statique du TBBS s'est effectuée au sein du GREMAN, pôle Ondes et Systèmes. Le banc de mesure est composé d'un traceur de composants semi-conducteurs, d'un bain thermostatique et des supports de composants. Les équipements, leurs configurations et leurs domaines d'utilisation seront présentés dans la suite du manuscrit.

II. 2. 1. (a). Traceur

Nous allons utiliser les traceurs Tektronix 370A et 371A (Figure II. 2-1). Ils sont programmables en GPIB et capables d'enregistrer les images et les données de mesures. Beaucoup de composants à deux, trois ou quatre bornes sont compatibles avec ce traceur, y compris les diodes, les transistors bipolaires, les MosFETs (Metal Oxide Semiconductor Field Effet Transistor), les SCRs (Silicon Controlled Rectifier) et les Triacs. Les puces sur plaquette (wafer) et les circuits intégrés peuvent également être testés sur cet appareil en s'aidant d'équipements spécifiques (une station de testeur à pointes par exemple). L'autre avantage de cet équipement est qu'il permet de fonctionner avec différentes configurations de mesure. La configuration « Emetteur commun », « Base commune », « Base ouverte » et « Base court-circuitée » sont facilement réalisables.

L'alimentation appliquée sur le Collecteur doit être capable de délivrer une tension maximale de $\pm 2000V$ avec une précision sur le courant de $100pA/div$. Différentes configurations de Base (CO ou CC) pourront être choisies, cela nous permettra de mesurer les différentes tensions de claquage. Le générateur de Base permet de sélectionner une

commande en courant ou en tension. Plusieurs paliers (maximum jusqu'à 10) pourront être sélectionnés. Ce générateur pourra également travailler en mode impulsionnel afin de réduire la puissance dissipée sur le composant sous test. Cette configuration est très utile pour mesurer le réseau de sortie et la courbe de Gummel du TBBS qui sont sensibles à la température de jonction du composant.

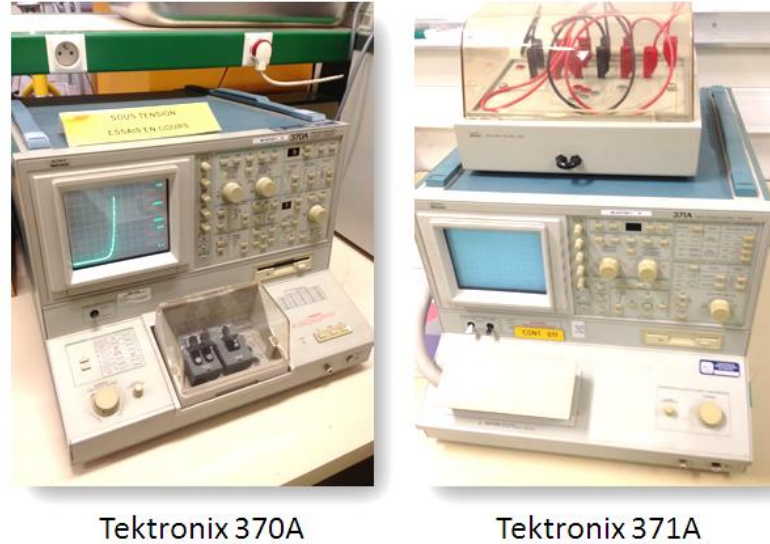


Figure II. 2-1 : Traceurs Tektronix utilisés pour la caractérisation statique du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS.

II. 2. 1. (b). Bain thermostatique

Les caractéristiques des composants sont très sensibles à la température. Il est donc nécessaire de contrôler et dissiper la chaleur générée pendant la mesure. C'est pourquoi, nous avons décidé de travailler avec un courant impulsionnel qui sera appliqué sur la Base ainsi qu'avec un bain thermostatique (Voir la Figure II. 2-2) pour mieux dissiper la chaleur générée au sein du composant. L'objectif est de maintenir la température de jonction constante durant toute la mesure. Le Haake-F6 sert à réguler la température en logique floue, la plage de réglage est de 20°C jusqu'à 270°C. L'huile 3M Fluorinert FC40, dont le point d'ébullition est de 165°C, est utilisée comme liquide diélectrique afin d'assurer une bonne isolation galvanique entre le composant testé et l'équipement. Comme les autres produits chimiques, il y a toujours des précautions à prendre. La vapeur de l'huile diélectrique 3M Fluorinert FC40 est toxique, donc il faut limiter la température maximale du bain à 175°C. Il est également nécessaire de remettre de l'huile diélectrique après chaque utilisation pour minimiser son évaporation naturelle.

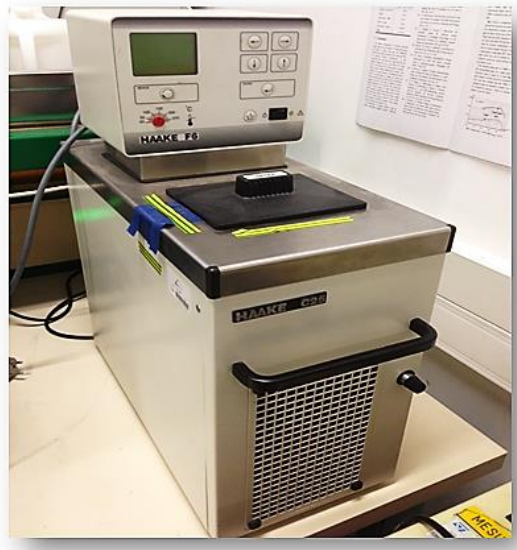


Figure II. 2-2 : Bain thermostatique Haake-F6 qui sert à contrôler la température des composants sous tests

Une vue d'ensemble du banc de mesure dédié à la caractérisation statique est présentée Figure II. 2-3. Ce banc de mesure nous permettra de balayer une grande gamme de courant et de tension en contrôlant la température de jonction du composant sous test. La procédure de caractérisation statique sera développée dans le paragraphe suivant.

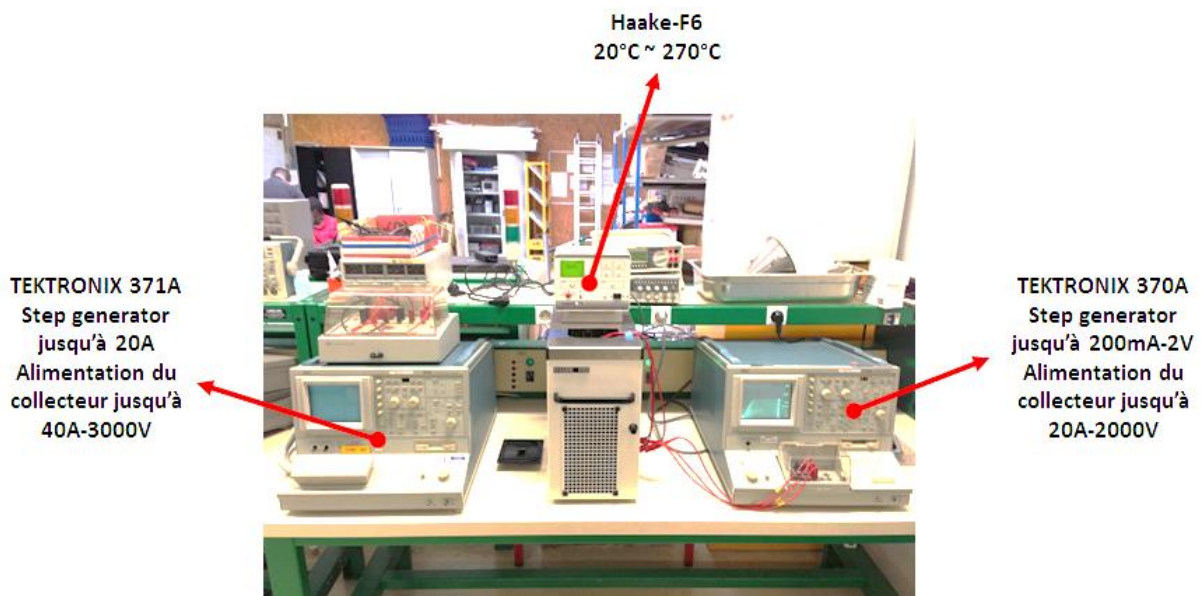


Figure II. 2-3 : Vue d'ensemble du banc de mesures pour la caractérisation du TBBS

II. 2. 1. (c). Présentation de la procédure d'expérimentation mise en place pour caractériser le TBBS

Nous allons mesurer le courant de Collecteur I_C en fonction de la tension de Collecteur V_{CE} pour plusieurs courants de Base. De plus, nous tracerons les courbes de Gummel en direct h_{FE} et en inverse h_{FC} du TBBS pour différentes tensions de saturation à une température ambiante.

Avant d'effectuer les mesures sur le traceur, il faut introduire le composant testé dans le bain thermostatique afin de contrôler la température du composant. Quelques minutes sont normalement requises pour que la température se stabilise. Après avoir allumé le traceur et choisit la bonne configuration (configuration Emetteur commun par exemple), on peut commencer à tracer le réseau de sortie $I_C=f(V_{C1C2})$ pour différents niveaux de courant de Base. Lors de nos mesures, nous avons fait varier le courant de Base I_B de 10 μA jusqu'à 100 mA en direct. Les tensions de saturation $V_{C1C2(SAT)}$ sont choisies respectivement égales à 0,1V, 0,3V et 0,5V.

En sachant que le gain en courant est terminé par le rapport I_C sur I_B , on pourra obtenir l'ensemble de couples (h_{FE} , I_C). En utilisant la surface active de 25mm² du TBBS, on peut en déduire les couples (h_{FE} , J_C) et puis tracer la courbe de Gummel. Le gain en courant inverse du TBBS est identique avec celui en direct puisque la structure du TBBS est totalement symétrique. À l'état bloqué, nous nous sommes intéressés à la tenue en tension du TBBS à savoir V_{C1C2O} à 300K.

Nous avons donc décidé de mener notre campagne expérimentale en utilisant le bain thermostatique. La Base est mise en l'air, le Collecteur est lié à l'alimentation. L'alimentation du Collecteur devra être ajustée délicatement afin d'éviter d'abîmer le composant.

II. 2. 2. Les résultats de caractérisation statique du TBBS

II. 2. 2. (a). Etat passant : Courbe de Gummel et réseau de sortie en polarisation directe

Nous allons nous intéresser dans un premier temps au réseau de sortie et la courbe de Gummel. Comme nous l'avons expliqué précédemment, le gain en courant en direct du TBBS

devrait être plus faible que celui d'un transistor bipolaire à fort gain. Car le courant traversant la totalité de la structure sera limité par le transistor bipolaire travaillant en inverse.

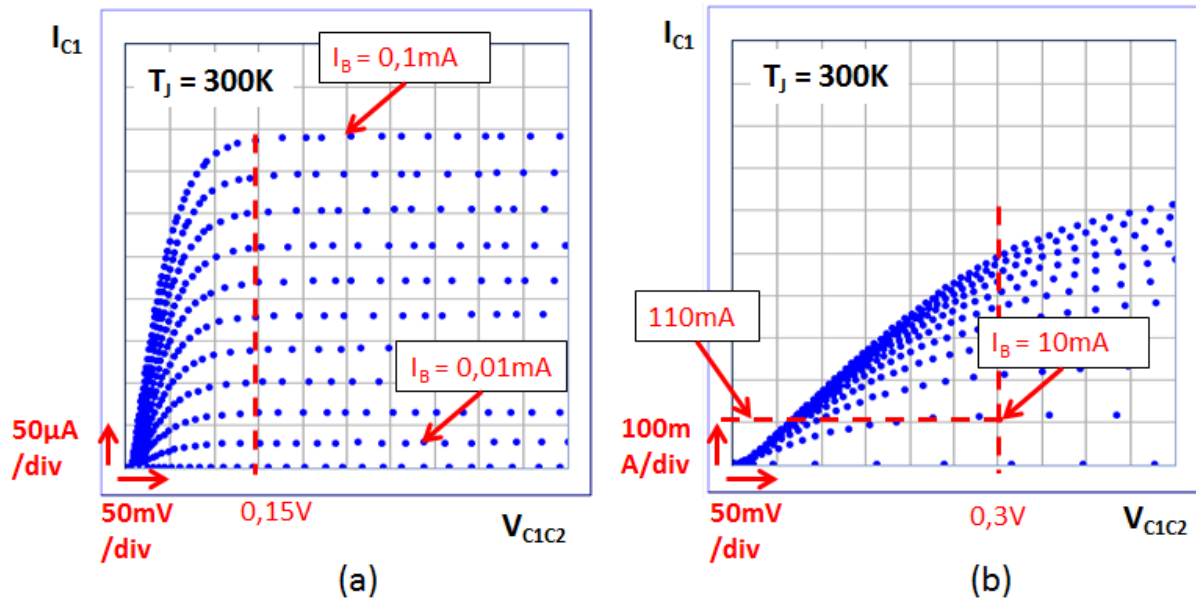


Figure II. 2-4 : Réseaux de sortie du TBBS pour de faibles niveaux de courant de Base (a) et de fort niveau de courant de Base (b), mesures effectuées sous 300K.

Les réseaux de sortie pour de faibles courants et de forts courants de Base sont présentés Figure II. 2-4.

Lorsqu'on travaille à de faibles niveaux de courant de Base (Figure II. 2-4 (a)), la tension de quasi-saturation est d'environ 0,15V. Cette tension atteint 0,3V pour des niveaux de courant de Base plus importants. En fait, Lorsqu'on compare les réseaux de sortie du transistor bipolaire à fort gain (cf. Figure I. 2-12), on peut observer que les variations des tensions de quasi-saturation. En nous appuyant sur ces observations, nous avons décidé de tracer la courbe de Gummel du TBBS pour trois tensions de quasi-saturation différentes, et plus précisément pour 0,1V, 0,3V et 0,5V, afin de pouvoir évaluer l'évolution du gain en courant dans sa zone de quasi-saturation.

Nous pouvons observer sur la Figure II. 2-5 que le gain maximal du TBBS est d'environ de 12. Le gain en courant est réduit lorsque la tension de quasi-saturation est très faible (0,1V). Pour les tensions de quasi-saturation de 0,3V et de 0,5V, la différence entre les gains en courant n'est pas très importante. Par la suite, nous travaillerons donc avec une $V_{C1C2(SAT)}$ de 0,3V. Nous pourrions aussi réduire la puissance dissipée.

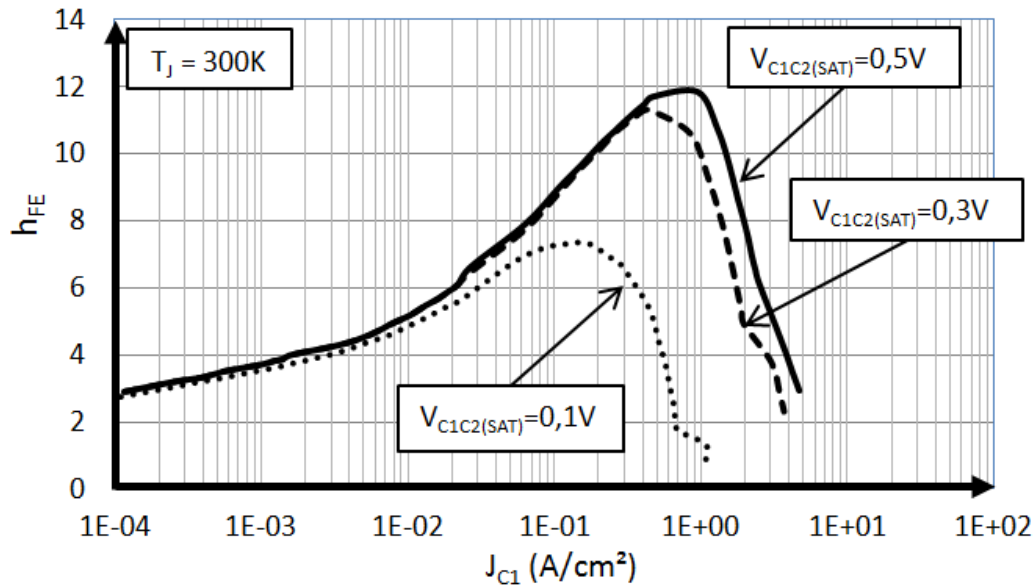


Figure II. 2-5 : Courbe de Gummel du TBBS pour différentes tensions de quasi-saturation $V_{C1C2(SAT)}$.

La Figure II. 2-6 présente les gains en courant en direct d'un TBBS et d'un transistor bipolaire à fort gain pour une tension de quasi-saturation de 0,3V. Le h_{FE} du transistor bipolaire à fort gain est en général dix fois plus important que celui du TBBS sur toute la plage de la densité de courant du Collecteur. Ce résultat montre que le gain en courant h_{FE} du TBBS est limité par le h_{FC} d'un seul transistor bipolaire à fort gain.

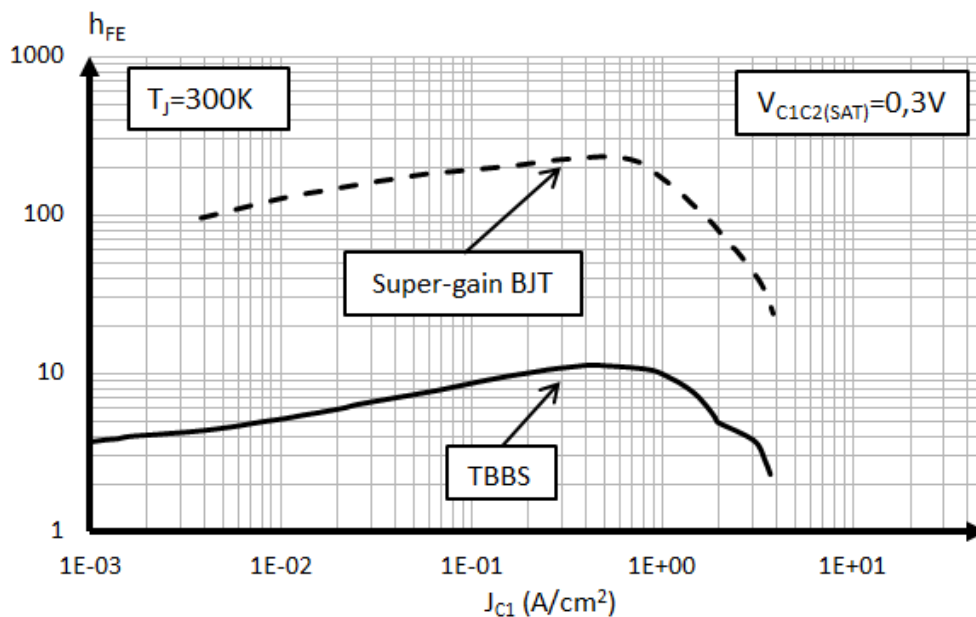


Figure II. 2-6 : Comparaison des gains en courant en direct h_{FE} entre le TBBS et le transistor bipolaire à fort gain. La tension de quasi-saturation est fixée à 0,3V.

Nous avons également caractérisé le gain en courant en polarisation inverse du TBBS. Le Collecteur C2 a donc été relié à la borne positive de l'alimentation et la jonction Base-Collecteur C1 a été maintenue en polarisation directe pendant l'état passant du composant. Le gain inverse est identique au gain direct. Ceci s'explique par la symétrie de la structure du TBBS. Ce résultat confirme donc la bidirectionnalité en courant du TBBS. Cela signifie qu'il est capable de conduire le courant dans les deux sens. Il sera donc compatible avec les sources AC, tel que le réseau électrique.

Afin de positionner les résultats de caractérisation du TBBS, nous avons décidé de caractériser un Triac 5A, 600V dans les mêmes conditions de test. Les courbes de sortie pour un même niveau de courant de commande sont présentées Figure II. 2-7.

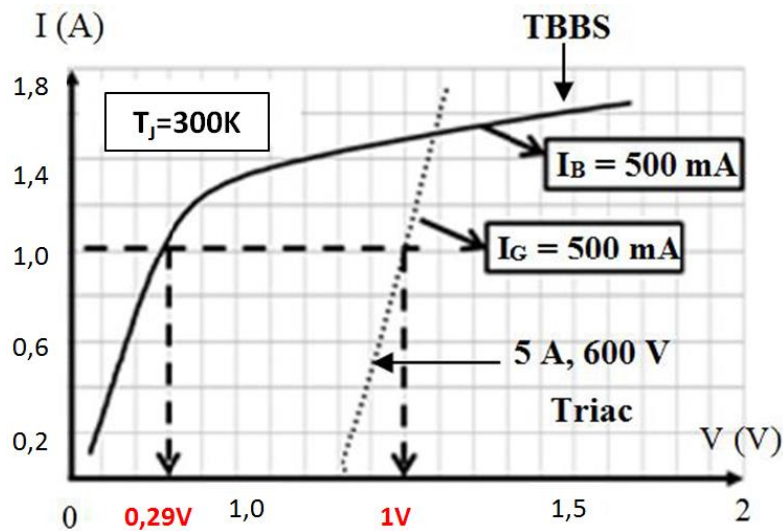


Figure II. 2-7 : Courbes de sortie du TBBS et d'un Triac de 5A, 600V pour le même niveau de courant de commande de 500 mA. Leur chute de tension pour le courant de Collecteur (d'Anode) de 1A est marquée.

Sur cette figure, nous pouvons constater que, pour un même courant de Collecteur de 1A, la chute de tension aux bornes des composants est respectivement de 0,29 V pour le TBBS et 1V pour le TRIAC. Ce qui signifie que la puissance dissipée est respectivement de 0,29 W/A et de 1 W/A. Le TBBS présente donc un avantage face au TRIAC en termes de consommation en conduction. Il faut également remarquer que, pour évaluer la consommation totale d'un composant de puissance dans un système, la puissance dissipée sur son circuit de commande rapproché devrait être tenue en compte.

II. 2. 2. (b). Etat bloqué : Tenue en tension du TBBS (V_{C1C2O})

Après avoir mesuré les performances du TBBS en régime statique, nous allons nous intéresser à la tenue en tension à Base ouverte V_{C1C2O} à l'état bloqué. Comme nous avons abordé dans le premier chapitre (cf. paragraphe I. 3), la tenue en tension de la totalité de la structure du TBBS est égale à la tension de claquage de la jonction Base-Collecteur de l'un des transistors bipolaires à fort gain élémentaire. La jonction Base-Collecteur polarisée en inverse supportera la tension externe quelle que soit sa direction.

La tenue en tension V_{C1C2O} du TBBS est présentée Figure II. 2-8 (a). Nous pouvons constater que la tenue en tension du TBBS est bien cohérente avec la tension de claquage de la jonction Base-Collecteur d'un seul transistor bipolaire à fort gain (cf. Figure I. 2-13). Cette tenue en tension démontre que le TBBS est totalement capable de travailler dans des applications 600V.

Nous avons effectué les mêmes mesures en polarisation inverse. Nous avons relié l'électrode C1 à la borne positive de l'alimentation DC et C2 à la masse en gardant la Base en l'air. Le résultat observé, est présenté ci-dessous. La tenue en tension en inverse V_{C2C1O} vaut également 620 V (voir Figure II. 2-8 (b)). La bidirectionnalité en tension du TBBS lui permettra de travailler avec des alimentations alternatives.

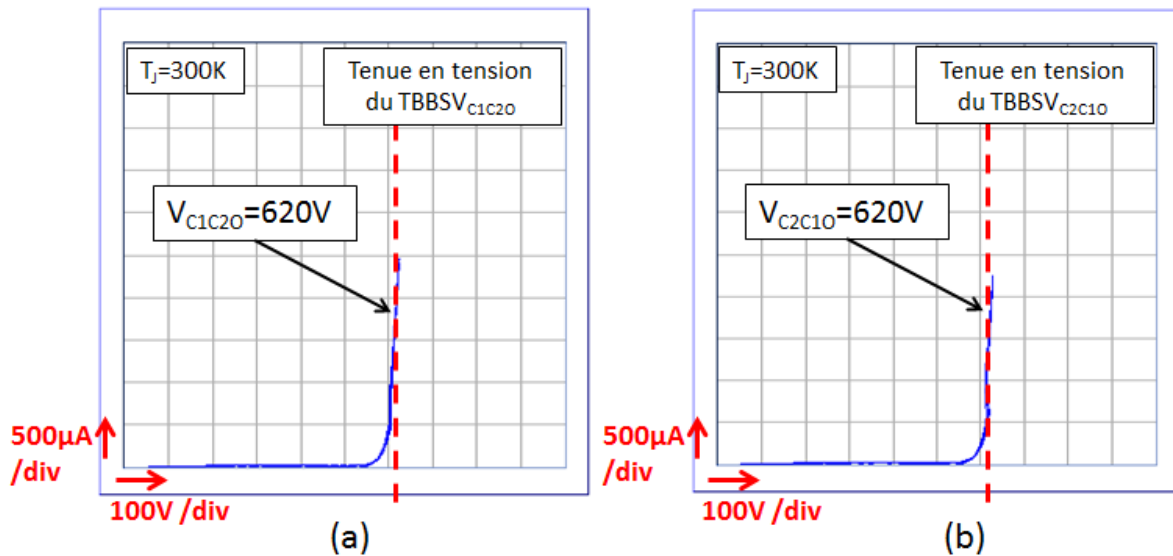


Figure II. 2-8 : Tenue en tension du TBBS en polarisation directe V_{C1C2O} (a) et inverse V_{C2C1O} (b).

II. 2. 3. Conclusion

Les résultats expérimentaux nous ont permis de conclure que les réseaux de sortie et les courbes de Gummel en direct et en inverse étaient identiques. Cela peut être expliqué par la symétrie de la structure. Le gain en courant peut atteindre 12 pour une tension de quasi-saturation de 0,3 V. Il est capable de faire passer un courant de Collecteur relativement important en direct et en inverse. La caractérisation à l'état bloqué nous montre que sa tenue en tension est de 620 V dans les deux directions. Cela confirme sa bidirectionnalité en tension et prouve qu'il est totalement capable de travailler avec des alimentations alternatives comme le réseau électrique. Si l'on compare le TBBS avec un TRIAC de la même gamme, on peut noter l'avantage du TBBS sur les pertes en conduction puisque celui-ci dissipe 0,29 W/A contre 1 W/A pour un Triac de 600 V.

II. 3. Etude de l'impact de la température sur les performances statiques du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS

Nous allons maintenant quantifier l'impact de la température sur les performances statiques des composants. Nous allons analyser l'impact théorique de la température sur le comportement électrique du composant, puis nous présenterons les résultats de caractérisation statique pour différentes températures. Nous concluons sur l'impact de la température sur les résultats de caractérisation.

II. 3. 1. Analyse théorique de l'impact de la température sur le comportement électrique du composant bipolaire

Pour commencer, nous allons discuter de la dépendance du gain en courant du transistor bipolaire avec la température. En nous appuyant sur l'équation 1-12, nous pouvons constater que le gain en courant dépend du coefficient d'efficacité de l'Emetteur et du facteur de transport de la Base.

Le coefficient d'efficacité de l'Emetteur dépend de la concentration, du coefficient de diffusion de porteurs, de l'épaisseur de l'Emetteur et de la Base. La concentration n'est pas sensible à la température à condition que le niveau de dopage de l'Emetteur et de la Base soient nettement supérieurs à la concentration des porteurs libres intrinsèques n_i . La concentration de l'Emetteur est de l'ordre de $10^{18} \text{ at}\cdot\text{cm}^{-3}$ et que celle de la Base est d'environ $10^{16} \text{ at}\cdot\text{cm}^{-3}$, ce qui est assez importante devant la concentration des porteurs libres intrinsèques. Nous pouvons donc considérer que ces paramètres ne varient pas avec la température. Pour finir, la mobilité des porteurs dans les zones n- et p- est fortement liée à la température, ainsi que leur ratio.

Le facteur de transport de la Base est également un paramètre sensible à la température puisqu'il dépend de la constante de diffusion et de la durée de vie des porteurs [35]. La constante de diffusion est définie par le produit de potentiel thermique V_T et la mobilité des porteurs minoritaires dans la Base. La durée de vie des porteurs lors de la recombinaison

dépend de la vitesse thermique [36]. Cela entraîne que le facteur de transport de la Base diminue avec l'augmentation de la température à la cause de la diminution de la mobilité et de la durée de vie de recombinaison des porteurs dans la Base.

Tous les paramètres et phénomènes physiques mentionnés ci-dessus modifieront l'évolution du courant de Collecteur, et par conséquent le gain en courant du transistor bipolaire. Plus concrètement, c'est le courant de saturation inverse I_S et la tension Base-Emetteur V_{BE} qui changeront avec la température. Le courant de Collecteur I_C pourra être décrits approximativement par l'équation 2-1 [37], [38]. Nous pouvons remarquer que cette équation est établie sous plusieurs conditions, à savoir $V_{BE} \ll V_{AR}$ (tension d'Early en polarisation inverse) et $V_{BC} \ll V_{AF}$ (tension d'Early en polarisation directe), les effets non-linéaires comme « high level injection » seront également négligés dans cette équation.

$$I_C = I_S(T) \cdot \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right) \quad \text{Equation 2-1}$$

- I_S : Courant de saturation inverse [A]
- V_{CE} : Tension Collecteur-Emetteur [V]
- V_A : Tension d'Early [V]
- V_{BE} : Tension de la jonction Base-Emetteur [V]
- V_T : Potentiel thermique [V]

Dans cette équation, le courant de saturation inverse est une fonction de la température absolue exprimée en Kelvin (K). Il peut s'exprimer selon l'équation ci-dessous :

$$I_S(T) = \frac{e \cdot AE \cdot D_n(T) \cdot n_i^2(T)}{Q_B} \quad \text{Equation 2-2}$$

- e : Charge élémentaire d'électron [$1,602 \times 10^{-19}$ C]
- AE : Surface active de la jonction Base-Emetteur [mm^2]
- D_n : Coefficient de diffusion des électrons [$\text{cm}^2 \cdot \text{s}^{-1}$]
- n_i : Concentration intrinsèque de porteurs libres [$\text{at} \cdot \text{cm}^{-3}$]
- Q_B : Niveau de dopage total de la Base par unité de surface [$\mu\text{m} \cdot \text{cm}^{-2}$]

Q_B est le niveau de dopage total de la Base par unité de surface. Il est égal au produit de la concentration de la Base N_B avec son épaisseur W_B ($Q_B = N_B \cdot W_B$). Nous pouvons voir

que le courant de saturation inverse I_S évolue avec la température à travers les paramètres D_n et n_i . Le coefficient D_n est défini à l'aide de l'équation ci-dessous :

$$D_n(T) = V_T \mu_n(T) = \frac{C \cdot kT^{-m+1}}{e} \quad \text{Equation 2-3}$$

Dans l'équation 2-3, $\mu_n(T)$ représente la mobilité des électrons dans la Base. Elle est définie à l'aide de l'expression qui suit : $\mu_n(T) = CT^{-m}$. L'exposant m dépend du niveau de dopage de la Base.

Le deuxième terme dépendant de la température dans l'équation 2-2 est la concentration intrinsèque des porteurs libres n_i . Ce paramètre peut être exprimé par l'équation 2-4, présentée ci-dessous :

$$n_i^2(T) = N_C(T) \cdot N_V(T) \cdot \exp\left(-\frac{V_G(T)}{V_T}\right) \quad \text{Equation 2-4}$$

Avec N_C et N_V qui sont les densités d'états effectifs respectifs des électrons dans la bande de conduction et des trous dans la bande de valence. Ces densités N_C et N_V dépendent faiblement de la température. $V_G(T)$ est le bande interdite à une température fixée.

Si nous substituons l'équation 2-2, 2-3 et 2-4 dans l'équation 2-1, nous pouvons obtenir l'expression du courant de Collecteur I_C :

$$I_C(T) = \frac{C_t}{Q_B} \cdot T^{4-m} \exp\left(-\frac{V_{G0}}{V_T}\right) \exp\left[\frac{V_{BE}(T)}{V_T}\right] \cdot \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \quad \text{Equation 2-5}$$

Où C_t est une constante indépendante de la température. L'équation 2-5 peut encore être simplifiée comme ci-dessous :

$$I_C(T) = C_t \cdot T_{op}^{4-m} \exp\left[\frac{e(V_{BE} - V_{G0}(N_B))}{KT_{op}}\right] \cdot \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A}\right) \quad \text{Equation 2-6}$$

Dans cette équation, T_{op} est la température de fonctionnement du transistor bipolaire, et V_{G0} est la bande interdite pour 0 K. A Partir de l'équation 2-6, on peut constater que le courant de Collecteur est proportionnel au terme T_{op}^{4-m} . Si on prend la valeur de m égale à 1, I_C dépend du terme T_{op}^3 . C'est-à-dire que le courant de Collecteur est très sensible à la température et par conséquent le gain en courant du composant aussi. Ce phénomène pourra

être confirmé par les résultats de caractérisations statiques sous différents niveaux de température que nous étudierons dans les paragraphes suivants (cf II.3.2). Le mécanisme de claquage qui a lieu au sein du transistor bipolaire a été analysé dans le paragraphe I.2.2. (b).

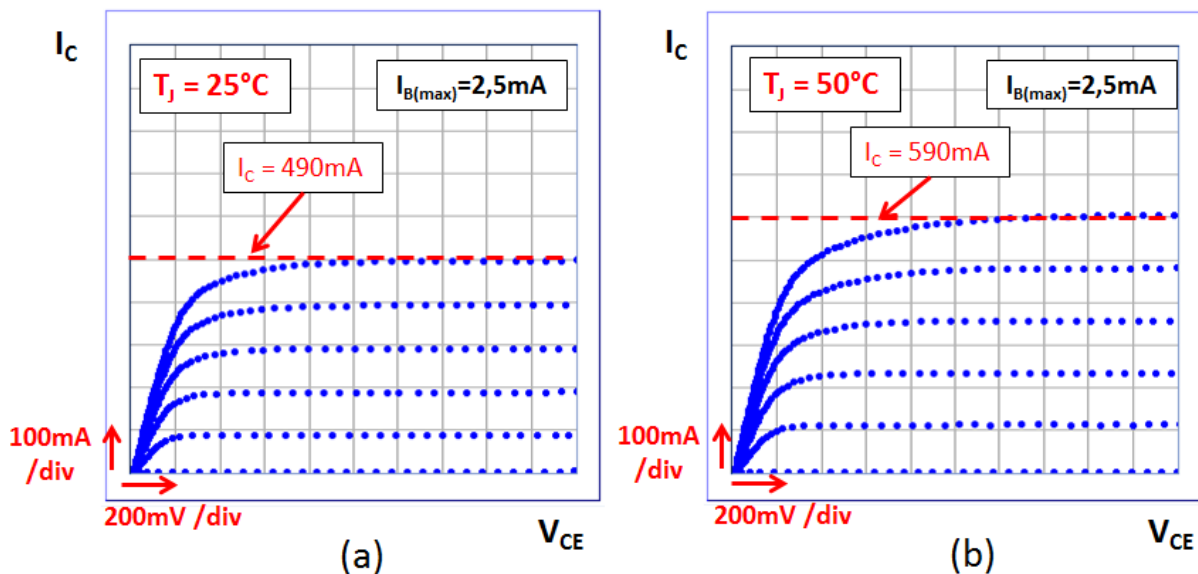
II. 3. 2. Résultats de caractérisation sous différents niveaux de température

Après avoir étudié théoriquement l'impact de la température en régime statique sur les performances électriques d'un transistor bipolaire, nous allons nous intéresser au comportement électrique expérimental de notre transistor bipolaire à fort gain et du TBBS sous différents niveaux de température. Plus précisément, nous allons nous intéresser à l'évolution de leurs gains en courant à l'état passant et de leurs tensions de claquage à l'état bloqué sous plusieurs températures. Le banc de mesure est identique à celui utilisé lors des caractérisations statiques du TBBS.

II. 3. 2. (a). Comportement électrique du transistor bipolaire à fort gain sous différentes températures

Les caractérisations du transistor bipolaire à fort gain comprennent les réseaux de sortie, les courbes de Gummel et les différentes tensions de claquage à l'état bloqué. La température de test sera échelonnée de 25°C jusqu'à 150°C avec des paliers de 25°C.

Pour commencer nous allons nous intéresser aux réseaux de sortie du transistor bipolaire à fort gain qui sont présentés pour différents niveaux de température Figure II. 3-1.



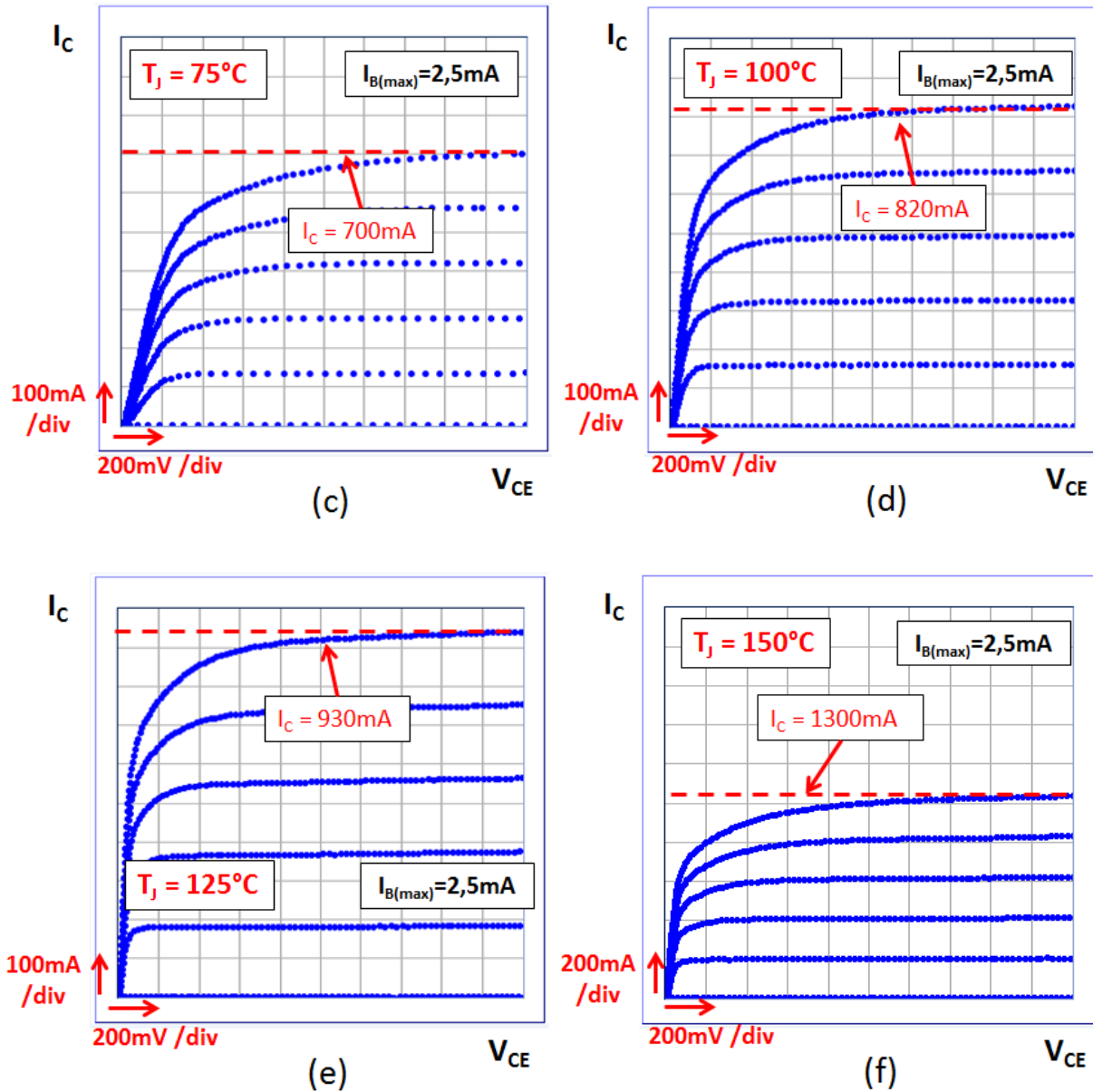


Figure II. 3-1 : Réseaux de sortie du transistor bipolaire à fort gain sous différentes températures de fonctionnement (a) 25°C, (b) 50°C, (c) 75°C, (d) 100°C, (e) 125°C et (f) 150°C. Les valeurs du courant de Collecteur I_C pour $I_B = 2,5 \text{ mA}$ sont marquées sur les figures.

Nous pouvons constater que le courant I_C (marqué en rouge) augmente beaucoup avec la température du composant, pour un même courant de Base I_B de 2,5 mA, ce qui confirme l'analyse théorique présentée précédemment. Nous avons pu observer également que le courant de Collecteur augmentait d'environ 110 mA par 25°C, soit 4,4 mA/°C.

On peut imaginer que le gain en courant du composant suivra la même tendance. On a alors tracé également les courbes de Gummel pour différentes températures. Les résultats de caractérisation sont présentés Figure II. 3-2.

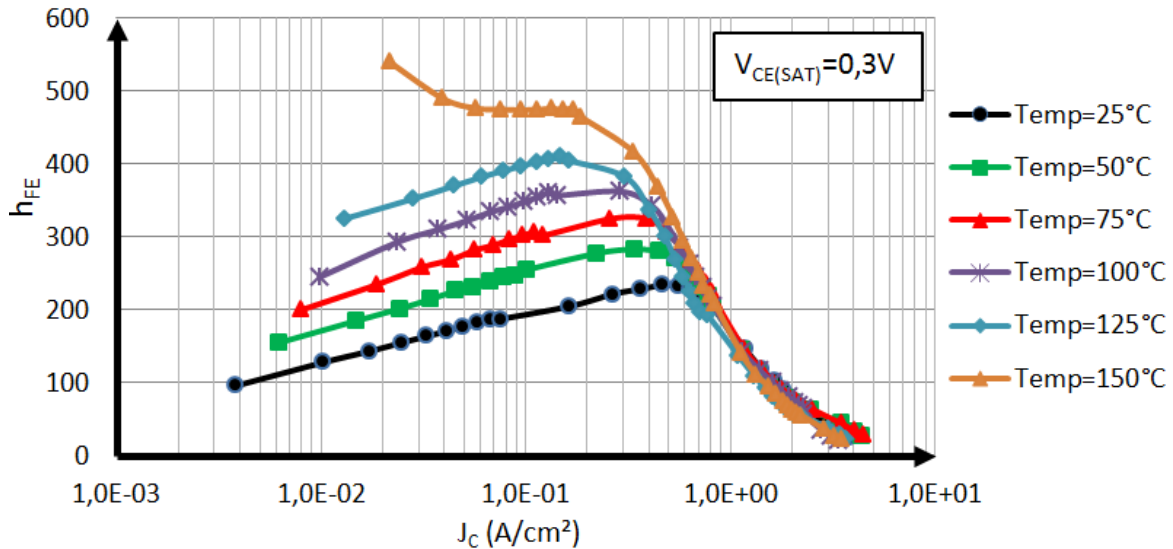


Figure II. 3-2 : Courbes de Gummel du transistor bipolaire à fort gain pour les différents niveaux de température de fonctionnement. La tension de quasi-saturation $V_{CE(SAT)}$ est fixée égale à 0,3 V.

Les courbes de Gummel ci-dessus présentent l'évolution du gain en courant pour différents niveaux de température. Lorsque la température évolue de 25°C jusqu'à 125°C, le gain en courant maximal du transistor bipolaire augmente de 220 jusqu'à plus de 400. L'allure de la courbe de Gummel à 150°C qui diffère des autres courbes sera analysée ultérieurement. L'allure des courbes nous permet de distinguer 2 zones différentes. La première, nommée « Zone 1 », représente les gains en courant pour de faibles densités de courant J_C . La deuxième est la « Zone 2 ». Elle représente les gains en courant du transistor bipolaire pour des fortes densités de courant. L'écart entre les courbes de Gummel, lorsqu'on travaille à différentes températures, est uniquement visible dans la zone 1. Le gain en courant dans la zone 2 ne change pas de manière significative lorsqu'on augmente la température.

Cette différence de comportement entre la zone 1 et la zone 2 pour différents niveaux de température, peut être expliquée par le courant de saturation inverse du transistor bipolaire à fort gain. L'équation 2-2 nous a permis, en effet, de démontrer que ce courant était très sensible à la température. I_C sera donc également très sensible aux changements de température. En revanche, quand le courant de Collecteur est grand, il est principalement

constitué d'électrons injectées par l'Emetteur, le courant de saturation inverse I_S devient beaucoup moins important dans la composition du courant de Collecteur. C'est pourquoi les gains en courant dans la zone 2 de la Figure II. 3-2 sont beaucoup moins sensibles à l'augmentation de la température.

En ce qui concerne la courbe de Gummel à 150°C , on peut constater, Figure II, 3-2, que le gain en courant à des faibles densités de courant de Collecteur est important (plus de 500). Pour expliquer ce phénomène, nous allons nous intéresser au courant de fuite à cette température. Il s'agit de mesurer le courant de Collecteur I_C pour un courant de Base $I_B=0$. Le résultat de cette mesure est présenté comme la Figure II. 3-3.

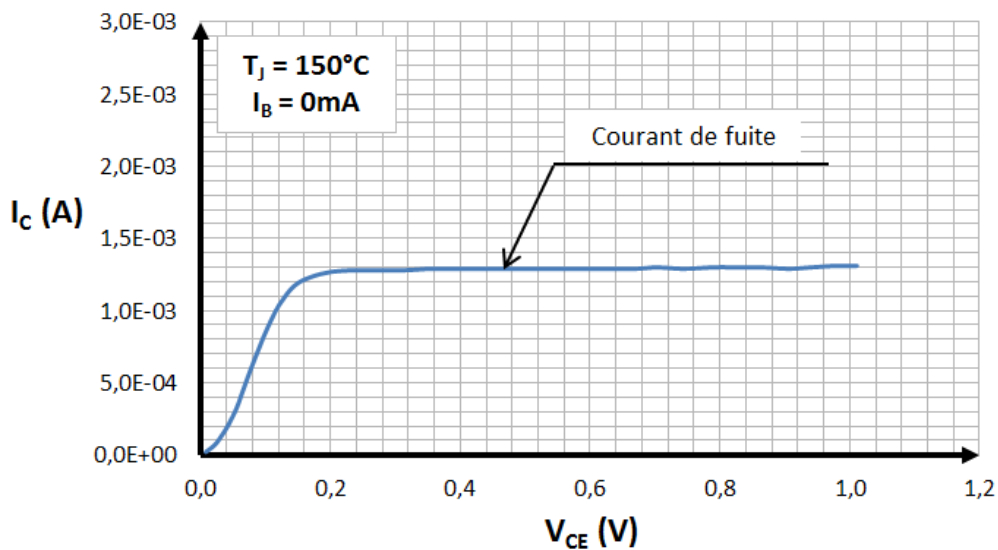


Figure II. 3-3 : Mesure du courant de fuite du transistor bipolaire à fort gain à 150°C .

Nous pouvons observer que le courant de fuite du composant atteint 1,3 mA à 150°C . Ce courant de fuite est très important. Ce phénomène explique pourquoi la courbe de Gummel du transistor bipolaire à fort gain à 150°C semble étrange par rapport aux autres et la différence entre la zone1 et zone 2 de la Figure II. 3-2.

Nous allons maintenant nous intéresser aux performances à l'état bloqué du transistor bipolaire à fort gain. La tenue en tension V_{CEO} est mesurée sous différentes températures de fonctionnement. Les résultats sont présentés Figure II. 3-4.

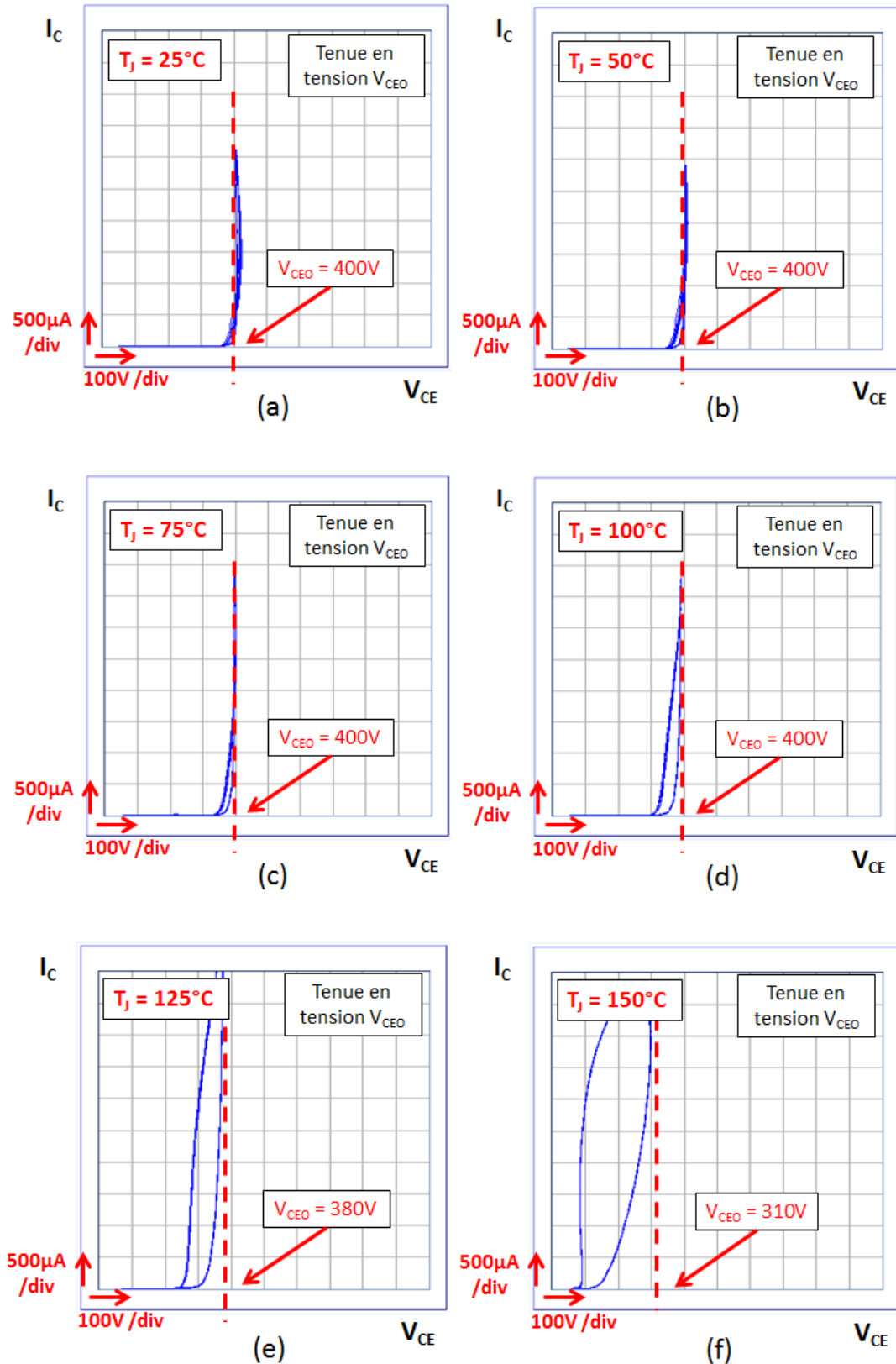


Figure II. 3-4 : Tenue en tension V_{CE0} d'un transistor bipolaire à fort gain sous différents niveaux de températures de fonctionnements (a) $25^\circ C$, (b) $50^\circ C$, (c) $75^\circ C$, (d) $100^\circ C$, (e) $125^\circ C$ et (f) $150^\circ C$.

Sur la figure ci-dessus, on peut observer que la tenue en tension du transistor bipolaire à fort gain ne change pas entre 25°C et 100°C. Elle diminue légèrement à partir de 125°C. Pour 150°C, V_{CEO} est dégradée significativement jusqu'à 310V. La dégradation importante de la tenue en tension à 150°C est liée à l'augmentation significative du courant de saturation inverse.

II. 3. 2. (b). Comportement électrique du TBBS sous différentes températures

Après avoir mené une campagne de caractérisations statiques sur nos transistors bipolaires à fort gain, nous nous sommes ensuite intéressés à la caractérisation du TBBS et plus précisément à son gain en courant et à sa tenue en tension V_{C1C2O} sous différents niveaux de températures.

La procédure de mesure est identique à celle utilisées dans le cas de transistors bipolaires à fort gain, sauf que cette fois, le TBBS sera caractérisé sous trois températures différentes: 25°C, 75°C et 125°C. Les résultats de la courbe de Gummel sont présentés, voir Figure II. 3-5.

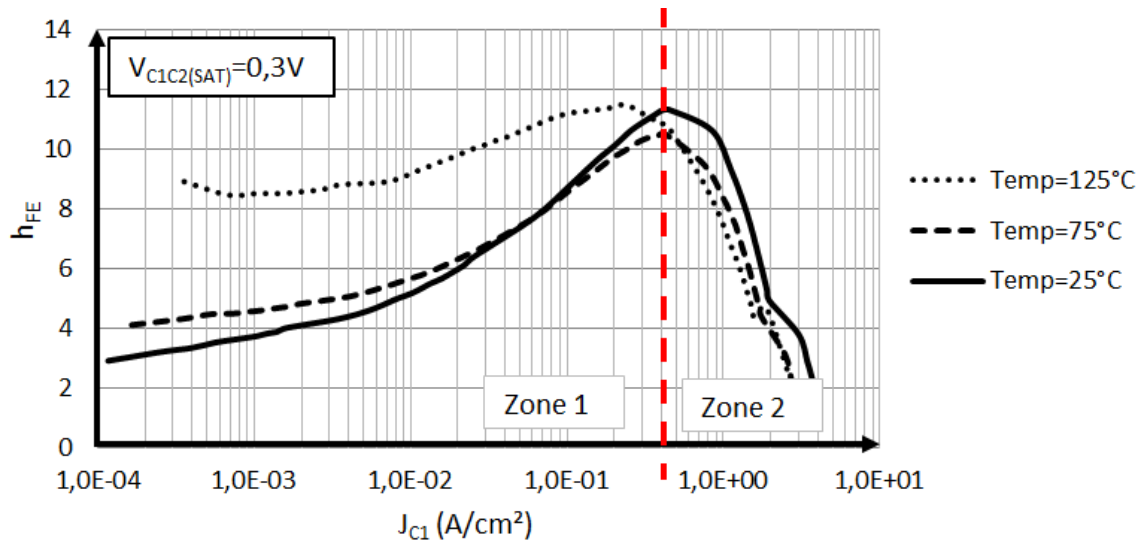


Figure II. 3-5 : Courbes de Gummel du TBBS pour trois niveaux de température de fonctionnement. La tension de quasi-saturation est fixée égale à 0,3V.

Si on compare les résultats de la figure ci-dessus avec ceux obtenus pour les transistors bipolaires à fort gain (Figure II. 3-2), on peut constater que la courbe de Gummel peut également être divisée en deux parties – faibles densités de courant de Collecteur (Zone 1) et

fortes densités de courant de Collecteur (Zone 2). L'allure des gains en courant dans ces deux zones est similaire à celle observée Figure II. 3-2. Le gain en courant pour de faibles densités de courant de Collecteur est plus sensible à la température de fonctionnement dans le cas du TBBS que dans le cas d'un seul transistor bipolaire à fort gain. Dans la zone 2, le gain en courant est moins sensible car le courant de saturation inverse occupe juste une petite partie du courant de Collecteur I_{C1} .

À l'état bloqué, les tenues en tension du TBBS (V_{C1C2O}) pour les températures définies sont présentées Figure II. 3-6.

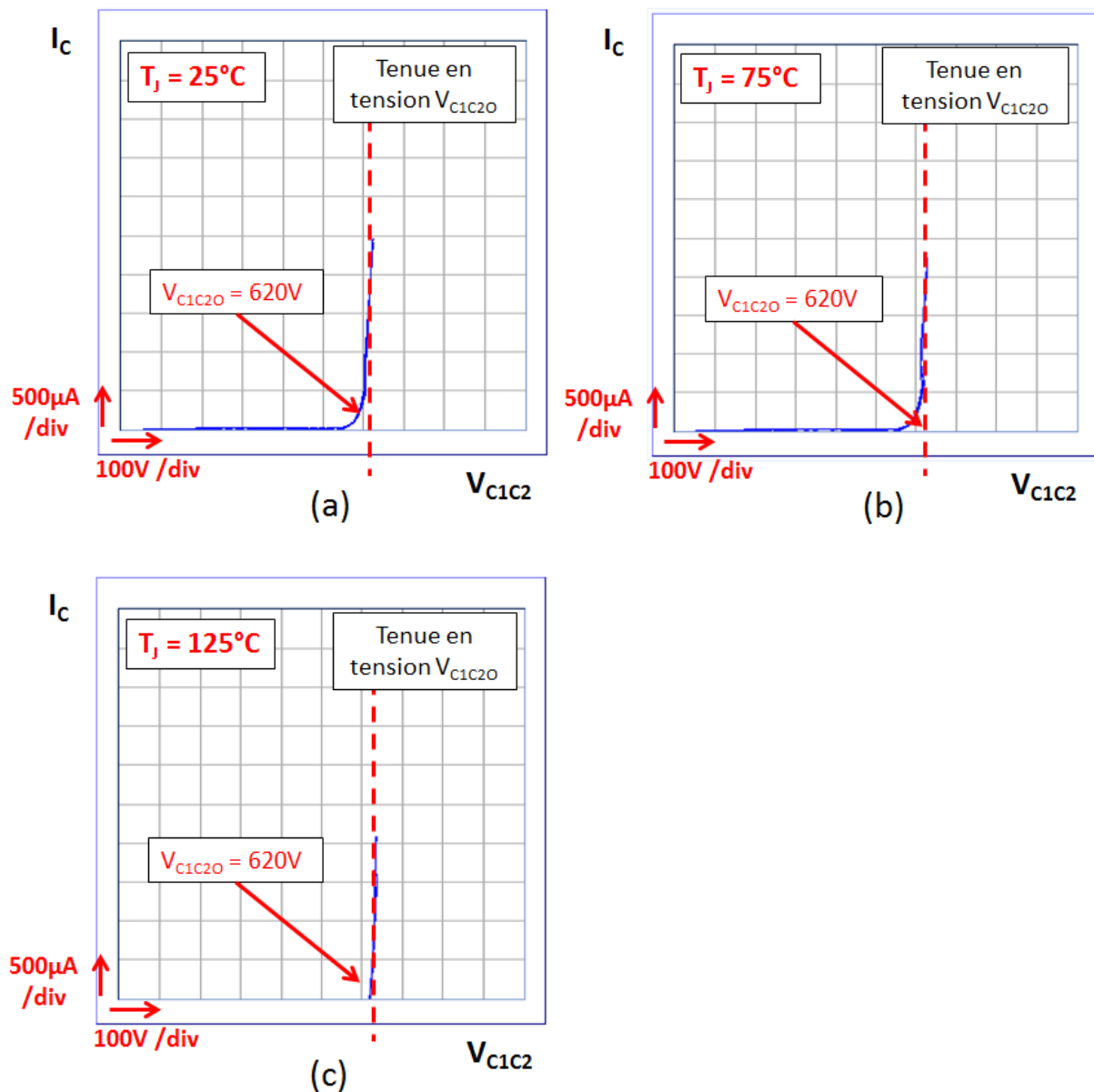


Figure II. 3-6 : Tenues en tension du TBBS V_{C1C2O} pour trois différentes températures de fonctionnement différentes (a) $25^\circ C$, (b) $75^\circ C$ et (c) $125^\circ C$.

On peut observer que la tenue en tension du TBBS reste constante à 620 V de 25°C jusqu'à 125°C. La tenue en tension du TBBS n'est pas sensible à la température de fonctionnement, cela est cohérent avec l'analyse théorique menée dans le paragraphe II-3.

II. 3. 3. Conclusion

Les performances électriques d'un composant bipolaire à fort gain et particulièrement son gain en courant dépendent fortement de la température de fonctionnement. Ce paragraphe nous a permis de quantifier l'évolution des caractéristiques statiques des transistors bipolaires à fort gain et des TBBS en fonction de différentes températures de fonctionnement. Une étude théorique a tout d'abord été menée avant les caractérisations expérimentales. L'enjeu était de pouvoir expliquer l'origine de l'évolution de ces caractéristiques et de pouvoir comprendre la sensibilité du gain en courant et de la tenue en tension avec la température.

Pour le transistor bipolaire à fort gain, les réseaux de sortie sous 6 niveaux de température ont montré que le courant de Collecteur pouvait s'accroître de 4,4 mA/°C pour un courant de Base de 2,5 mA. Les courbes de Gummel, de 25°C jusqu'à 150°C, ont montré que le gain maximal en courant pouvait varier de 220 jusqu'à 400. Grâce aux mesures des courants de fuite des composants étudiés, nous nous sommes rendu compte que c'était le courant de fuite qui faisait augmenter le gain pour de faibles densités de courant de Collecteur. Une comparaison des gains en courant maximal $h_{FE(max)}$ théoriques et expérimentaux pour différentes températures est présentée ci-dessous (Figure II. 3-7).

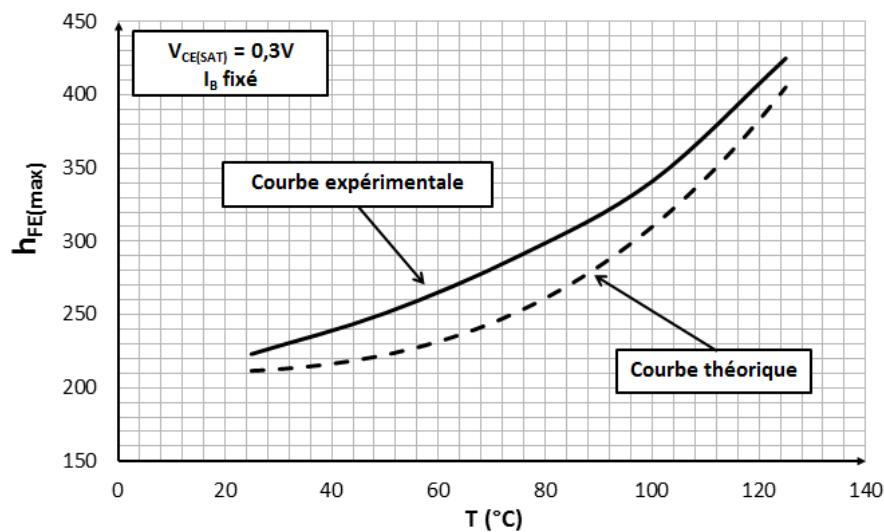


Figure II. 3-7 : Courbe théorique et expérimentale de l'évolution du gain en courant pour différentes températures pour un transistor bipolaire à fort gain.

Nous avons mené les mêmes caractérisations pour le TBBS. Nous avons pu constater que le gain en courant du TBBS augmente avec la température de fonctionnement pour de faibles densités de courant de Collecteur. Pour de fortes densités de courant, le gain en courant ainsi que la tenue en tension V_{C1C2O} n'était pas en revanche très sensibles aux changements de températures.

Cette partie du travail nous a permis, non seulement de quantifier l'évolution des caractéristiques statiques de nos composants bipolaires en fonction de la température, mais également nous a permis de définir leur domaine de validité en température. Ce qui nous sera très utile lors de leurs modélisations ainsi que les protections lors de la mise en place dans les applications réelles.

II. 4. Caractérisation dynamique du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS sous température ambiante

Les caractérisations statiques présentées précédemment nous ont permis de définir les paramètres statiques les plus importants de notre transistor bipolaire à fort gain et du TBBS, comme le gain en courant en direct et en inverse, la tension de quasi-saturation et les différentes tensions de claquage à l'état bloqué. Toutes ces caractéristiques définissent la capacité d'amplification du courant de commande, le domaine d'application et la consommation statique de nos composants bipolaires. Les paramètres en régime transitoire sont très importants pour définir les performances de nos composants en régime dynamique. La consommation d'un interrupteur se détermine par la somme des pertes statiques qui est liée directement à la chute de tension V_{CE} et les pertes dynamiques qui sont liées étroitement au temps de commutation du composant. Pour les composants de puissance, les pertes viennent principalement de l'état statique. Les pertes en régime dynamique peuvent devenir importantes avec l'augmentation de la fréquence de fonctionnement. Il est donc essentiel de connaître le temps de commutation du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS via ses caractérisations dynamiques.

Pour ce faire, nous avons développé un circuit de commande spécifique qui sert à piloter nos composants bipolaires. Le développement de la solution de commande sera présenté en détail dans le paragraphe II. 4. 1. Nous présenterons et définirons ensuite les paramètres dynamiques que nous allons mesurer expérimentalement. Le banc de mesure et les résultats de caractérisation seront présentés et discutés à la fin de cette partie du travail.

II. 4. 1. Développement d'une solution de commande pour le transistor bipolaire à fort gain et le TBBS

Le transistor bipolaire à fort gain est un composant contrôlé par courant. Pour le commander à l'état passant, il faut lui fournir un courant de Base I_B et maintenir la polarisation directe de la jonction Base-Emetteur V_{BE} pour le régime direct et de la jonction

Base-Collecteur V_{BC} pour le régime inverse. Le courant de Base devra être suffisamment grand pour que le courant maximal de Collecteur vérifie la relation :

$$I_{C(max)} \leq h_{FE} \times I_B \quad \text{Equation 2-7}$$

Afin de le commander à l'état bloqué, il faut couper soit le courant de Base soit la polarisation de la jonction Base-Emetteur. Comme le transistor bipolaire à fort gain est conçu comme un interrupteur de puissance, il travaille dans la zone de saturation (ou quasi-saturation pour le cas optimal) à l'état passant et dans la zone bloquée en inverse. Les quatre-quadrants de fonctionnement du transistor bipolaire à fort gain ainsi que leurs conditions de polarisation sont illustrées Figure II. 4-1.

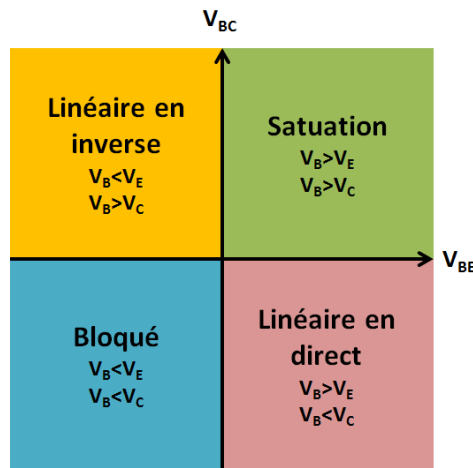


Figure II. 4-1 : Quadrants de fonctionnement d'un transistor bipolaire à fort gain. Les conditions de polarisation de la jonction Base-Emetteur V_{BE} et de la jonction Base-Collecteur V_{BC} sont également marquées.

La stratégie de commande du TBBS est similaire à celle du transistor bipolaire à fort gain. Le courant de Base est toujours requis pour faire passer le courant sur les deux Collecteurs. La polarisation directe devra être appliquée sur la jonction Base-C2 en direct et Base-C1 en inverse (cf. Figure I. 3-1).

La tension de quasi-saturation du transistor bipolaire à fort gain est d'environ 0,3V et celle du TBBS varie entre 0,3V et 0,5V. Les deux composants bipolaires doivent travailler dans cette zone afin d'assurer la puissance dissipée la plus faible possible.

II. 4. 1. (a). Les challenges d'une solution de commande rapprochée : problèmes rencontrés

Les caractéristiques dynamiques sont importantes pour définir la vitesse du composant en régime transitoire. Cette vitesse est critique pour les composants de puissance puisqu'elle est directement liée aux pertes dynamiques qui augmentent avec la fréquence de fonctionnement du composant.

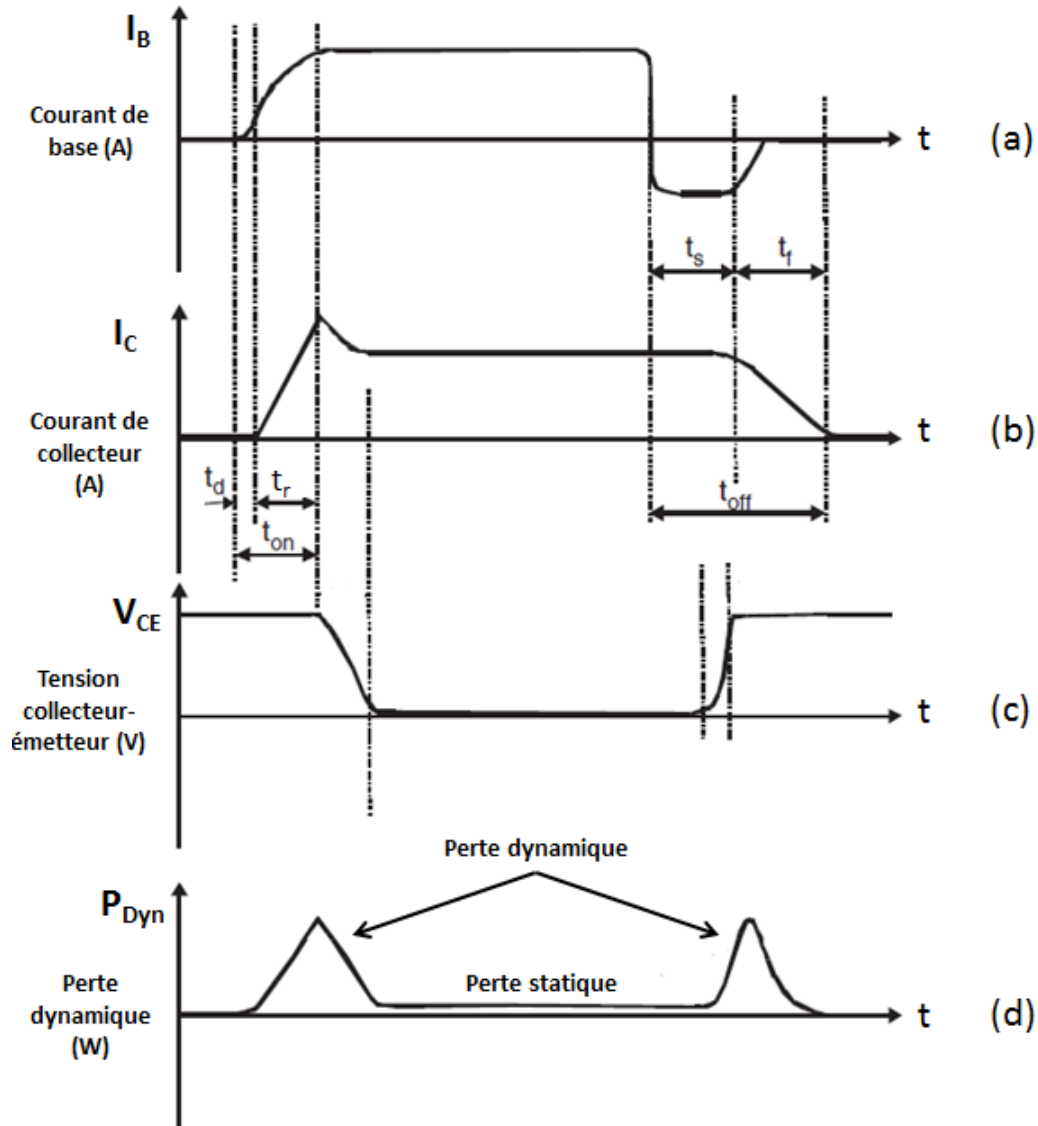


Figure II. 4-2 : Chronogramme de commutation du transistor bipolaire avec une charge inductive. Les temps de commutation sont marqués.

Le temps de commutation est composé par le temps de fermeture t_{on} et le temps d'ouverture t_{off} . La Figure II. 4-2 est un chronogramme de commutation du transistor bipolaire [39]. On peut y voir les temps de commutation (t_{on} , t_{off}). Le temps de fermeture t_{on} est

composé du temps de retard t_d et du temps de montée t_r . Le t_d représente le décalage de temps entre le début de l'augmentation du courant de Base I_B et le début de l'augmentation du courant de Collecteur I_C . Ce décalage est lié au temps de recharge de la capacité de déplétion de la jonction Base-Emetteur. Le t_r représente le temps nécessaire pour que le courant de Collecteur I_C augmente jusqu'à la valeur maximale. La somme de t_d et t_r représente le temps de fermeture du transistor bipolaire. Le temps d'ouverture est composé du temps de stockage t_s et du temps de descente t_f . Le t_s est le retard entre l'arrêt du courant de Base et le début de la descente du courant de Collecteur. Le t_f représente le temps requis pour que le courant de Collecteur atteigne zéro. La Figure II. 4-2 présente les pertes dynamiques du transistor bipolaire. Elles sont obtenues par le produit du courant de Collecteur I_C et la tension aux bornes du composant V_{CE} . On peut visualiser que les pertes dynamiques sont liées étroitement à t_{on} , t_{off} , aux niveaux de I_C et de V_{CE} . Pendant l'état statique, le composant présente des pertes statiques qui sont fixées principalement par la tension de quasi-saturation $V_{CE(SAT)}$ du transistor bipolaire. Un des objectifs principaux de notre circuit de commande sera donc de minimiser les pertes dynamiques et statiques via le contrôle du temps de commutation et la chute de tension à l'état passant. Dans ce contexte, les trois enjeux majeurs du circuit de commande seront :

- **Diminution du temps de commutation**

Le temps de stockage influence fortement le temps de commutation du composant bipolaire. Nous savons que beaucoup de porteurs minoritaires sont accumulés dans la région de la Base et les porteurs majoritaires sont stockés dans la couche d'épitaxie pendant la conduction du transistor bipolaire. L'ouverture totale du transistor bipolaire nécessitera l'extraction des porteurs excessifs stockés dans le composant. Le temps essentiel pour les évacuer est égal aux temps de stockage t_s [40]. t_s représente une partie importante du temps de commutation. Il est également une caractéristique dynamique critique qui déterminera la rapidité du transistor bipolaire. Sa diminution sera essentielle pour avoir un temps de commutation court.

Le temps de retard t_d peut également être réduit. Il représente le temps de charge de la capacité de déplétion de la jonction Base-Emetteur, on peut le diminuer en appliquant une impulsion de courant de Base qui charge rapidement la capacité de jonction.

- **Contrôle de la chute de tension à l'état passant**

Quand le transistor bipolaire travaille à l'état passant, il y a toujours une chute de tension aux bornes du Collecteur et de l'Emetteur. En multipliant le courant traversant le composant et la tension à ses bornes (V_{CE}), on peut déduire sa puissance dissipée. C'est pourquoi nous aimerions que le transistor bipolaire puisse travailler dans sa zone de saturation où la chute de tension V_{CE} est faible. En revanche si V_{CE} est trop faible, le transistor bipolaire travaille dans la zone de saturation profonde. Cela ralentit la vitesse de commutation du composant puisque le temps de stockage t_s augmente considérablement. De plus, le faible gain en courant en Emetteur commun dans la zone de saturation profonde nécessite plus de courant de Base pour un courant de Collecteur fixe. Il faut trouver un bon compromis entre les pertes en conduction et la vitesse de commutation en transition. En fait, cela peut se faire en obligeant le transistor à travailler dans sa zone de quasi-saturation.

- **Problème du potentiel flottant**

La solution de commande est conçue non seulement pour piloter le transistor bipolaire à fort gain, mais également pour piloter l'interrupteur bidirectionnel TBBS. Pour que le TBBS puisse travailler avec une source d'alimentation alternative, il faut changer la polarisation de Base en fonction de la direction de la tension externe, comme ce qui est monté Figure II. 4-3.

Pendant la phase positive de l'alimentation alternative V_{AC} , le potentiel sur C1 est supérieur à celui de C2. Afin de conduire le courant de la charge résistive de C1 vers C2, il faut polariser la jonction Base-Collecteur 2 (C2) et appliquer un courant de Base I_B entrant le TBBS. Pendant la phase négative de l'alimentation V_{AC} , le potentiel sur C2 se trouve plus haut que celui sur C1, il faudra maintenir une polarisation directe V_{BC1} pour la jonction Base-Collecteur 1 (C1). En termes de circuit de commande, la Base du TBBS est toujours au point haut de polarisation quelle que soit la direction de la tension externe. Le point bas de la polarisation bascule pourtant entre C1 et C2 en fonction de la tension externe. Cette problématique du potentiel flottant devra être managé afin d'assurer le fonctionnement correct du TBBS.

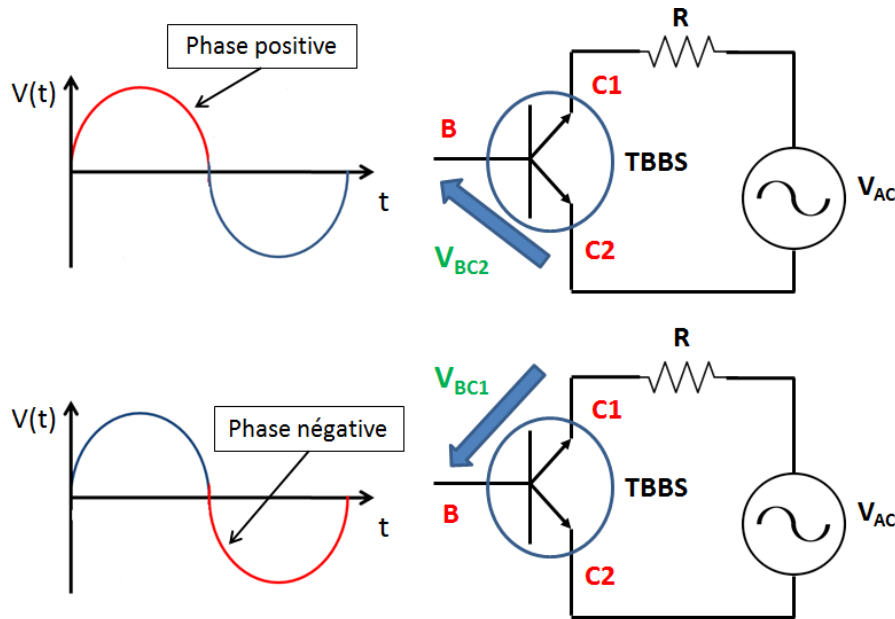


Figure II. 4-3 : TBBS travaille avec une alimentation alternative. La polarisation sur la Base change avec la direction de la tension externe.

II. 4. 1. (b). Stratégie de contrôle du courant de Base

Afin de répondre aux premiers enjeux de la solution de commande mentionnés ci-dessus, qui sont la diminution des temps de commutation du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS, la stratégie de gestion du courant de Base I_B est appliquée. Comme nous l'avons mentionné précédemment, le transistor bipolaire nécessite un courant de Base pour faire passer le courant de Collecteur. Un bon contrôle du courant de Base nous permettra d'accélérer la vitesse de commutation du transistor bipolaire [41] [42]. La Figure II. 4-4 présente une solution de commande pour un transistor bipolaire de puissance.

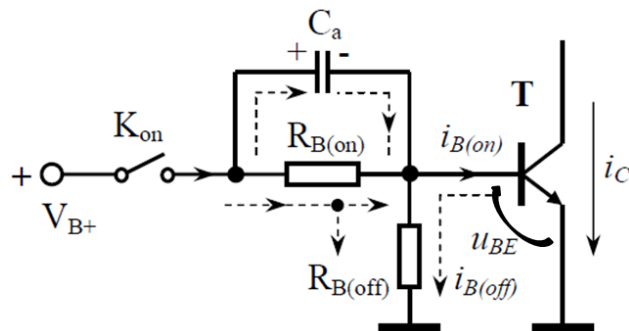


Figure II. 4-4 : Une Solution de contrôle du courant de Base du transistor bipolaire de puissance, sans l'alimentation négative. Le temps de retard t_d peut être réduit grâce à l'aide de la capacité C_a .

Cette solution permet d'accélérer le temps de fermeture et d'ouverture du transistor bipolaire. Ce circuit de commande est alimenté par une source V_{B+} , et contrôlé par un transistor à petits signaux K_{on} . La valeur du courant de Base I_B est réglée par la résistance $R_{B(on)}$. Le courant de Base I_B peut être calculé à l'aide de l'équation 2-8.

$$I_{B(on)} = \frac{V_{B+}}{R_B} - \left(\frac{u_{BE}}{R_{B(on)}} + \frac{u_{BE}}{R_{B(off)}} \right) \quad \text{Equation 2-8}$$

Dans le cas des transistors bipolaires de puissance, le gain en courant est normalement faible, donc il faut que le courant de Base soit suffisamment grand. Selon les résultats de caractérisation statique du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS présentés précédemment, notre solution de commande devrait être capable de fournir un courant de Base jusqu'à 500 mA. L'accélération du temps de commutation est réalisée par l'application de la capacité C_a et la résistance $R_{B(off)}$. La capacité d'accélération C_a est mise en parallèle avec la résistance $R_{B(on)}$. Ce qui permet d'injecter une impulsion de courant vers la jonction Base-Emetteur quand le transistor K_{on} est fermé. Cette impulsion de courant court-circuite la résistance $R_{B(on)}$ et elle est limitée par la résistance interne de la source ainsi que la résistance dynamique de la jonction Base-Emetteur. La charge de la capacité C_a se termine quand sa tension est équivalente à la chute de tension aux bornes de la résistance $R_{B(on)}$. A partir de ce moment-là, le courant de Base I_B circule à travers la résistance $R_{B(on)}$. Cette impulsion positive du courant de Base réduit le temps de retard t_d du transistor bipolaire puisqu'elle charge les capacités de déplétion des jonctions Base-Emetteur et Base-Collecteur.

La résistance $R_{B(off)}$ est introduite afin d'aider à la fermeture du transistor bipolaire. Comme discuté précédemment, les porteurs accumulés dans les régions de la Base et du Collecteur devront être complètement évacués lors de la fermeture totale du transistor bipolaire. Le temps nécessaire pour l'évacuation des porteurs est le temps de stockage t_s et il représente la plus part du temps de la commutation du transistor bipolaire. La résistance $R_{B(off)}$ fournit un chemin d'évacuation des porteurs dans le composant vers le point de référence ou l'alimentation du circuit de commande, par conséquent elle permet de réduire du temps de fermeture en réduisant le temps de stockage. La vitesse d'évacuation est liée à la valeur de la résistance $R_{B(off)}$. Les porteurs s'évacuent plus vite avec une résistance $R_{B(off)}$ plus faible. En revanche, une faible valeur de $R_{B(off)}$ permet d'avoir un courant de Base I_B en conduction plus important, ce qui augmente la consommation du circuit de commande, il faut donc trouver un compromis entre le temps de fermeture et l'énergie consommé pour le circuit de commande.

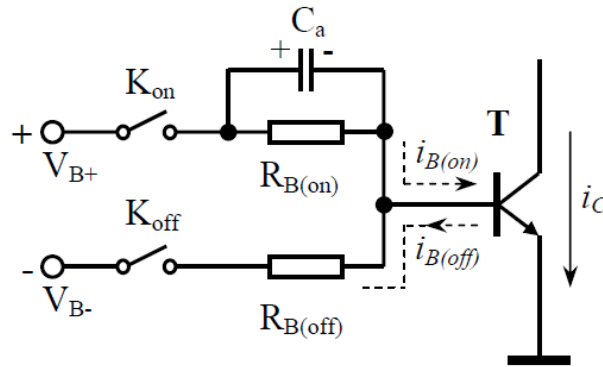


Figure II. 4-5 : Solution pour contrôler le courant de Base du transistor bipolaire de puissance avec une alimentation négative V_{B-} , temps de stockage t_s réduit.

La Figure II. 4-5 propose une autre stratégie de solution de commande. Une alimentation négative V_{B-} est introduite afin de résoudre le problème de compromis entre le temps de fermeture et la consommation en conduction. Quand le transistor bipolaire travaille, l'interrupteur K_{on} est fermé et K_{off} est ouvert, il n'y a donc pas de dérivation du courant de Base vers le point de référence à ce moment-là. Lors de la fermeture, K_{on} est ouvert et K_{off} est fermé. La jonction Base-Emetteur est polarisée par la tension négative de V_{B-} et les porteurs stockés sont évacués vers la source négative grâce à l'impulsion de courant négative qui traverse $R_{B(off)}$. Cette configuration nous permet d'accélérer la fermeture du transistor tout en gardant la même efficacité du circuit de commande. La vitesse d'évacuation des porteurs dépendra de la polarisation négative. Plus la source négative V_{B-} est importante, plus les porteurs s'évacuent rapidement. En pratique, il faut faire attention à ce que V_{B-} ne dépasse pas la tension de claquage de la jonction Base-Emetteur V_{EBO} afin de ne pas détruire le composant. Pour rappel, V_{EBO} dans le cas de notre transistor bipolaire à fort gain est d'environ 6,2 V. Cette limite devra être respectée lors de la conception de ce circuit de commande.

II. 4. 1. (c). Protection contre la désaturation

Le transistor bipolaire travaille dans sa zone de saturation quand le courant de Base est important. Selon la Figure II. 4-1, les deux jonctions Base-Emetteur et Base-Collecteur sont toutes les deux polarisées en direct dans cette zone de fonctionnement. Quand le courant de Base I_B est supérieur au rapport I_C/h_{FE} , le transistor travaille dans son état de saturation profonde. C'est un état de fonctionnement indésirable parce que beaucoup de porteurs minoritaires sont stockés dans la couche de Base et beaucoup de porteurs majoritaires sont dans la couche d'épitaixie. L'évacuation de tous ces porteurs ralentit la vitesse de

commutation pendant la fermeture du transistor bipolaire. C'est pourquoi, il est important de faire travailler le composant dans la zone de quasi-saturation.

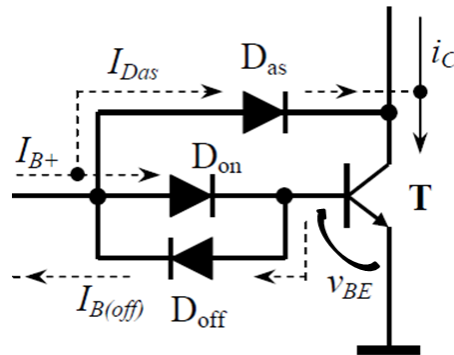


Figure II. 4-6 : Schéma représentative de la protection de désaturation (Baker clamp) du transistor bipolaire de puissance.

La Figure II. 4-6 présente une technique de protection contre la désaturation. Celle-ci est proposée par R. H. Baker [43], [44]. Quand un courant de commande I_{B+} est appliqué sur la Base du composant, le transistor travaille à l'état passant et la chute de tension de la jonction Base-Emetteur V_{BE} est de 0,5 V - 0,7 V. La tension d'entrée est égale à la somme de la tension aux bornes de diode D_{on} et V_{BE} , qui est supérieure à 1V. Quand le courant de Collecteur I_C commence à traverser le transistor bipolaire, le V_{CE} est faible, la diode D_{as} est mise en conduction. La tension aux bornes de la Base-Collecteur du transistor est égale à :

$$V_{CB} = V_{D(as)} - V_{D(on)} \quad \text{Equation 2-9}$$

La chute de tension aux bornes du Collecteur et de l'Emetteur V_{CE} peut s'exprimer comme ci-dessous, équation 2-10 :

$$V_{CE} = V_{BE} + V_{CB} \quad \text{Equation 2-10}$$

Si on intègre l'équation 2-11 dans l'équation 2-12, la chute de tension V_{CE} s'exprime comme ci-dessous :

$$V_{CE} = V_{BE} + V_{D(on)} - V_{D(as)} \quad \text{Equation 2-11}$$

Sachant que la polarisation V_{BE} peut être obtenue à partir de la caractéristique de sortie de la jonction Base-Emetteur et ne change quasiment pas avec l'évolution du courant de Base I_B , on peut constater, à partir de l'équation 2-11, que la tension V_{CE} peut être contrôlée par $V_{D(on)}$ et $V_{D(off)}$. En pratique, on peut utiliser deux diodes en série afin d'ajuster $V_{D(on)}$ et $V_{D(off)}$

aux valeurs souhaitées. L'utilisation de cette configuration permet d'éviter au transistor bipolaire de fonctionner dans sa zone de saturation profonde ou même dans sa zone linéaire. Et cela est grâce à la dérivation du courant de Base excessif via le Collecteur (cette partie du courant de Base ne s'injecte alors plus dans la Base du transistor bipolaire). Théoriquement, ce circuit nommé Baker clamp peut éliminer le temps de stockage puisque la jonction Base-Collecteur du composant ne sera jamais en polarisation inverse. La diode D_{as} fonctionne comme un régulateur de courant de Base type feedback négative, qui règle la quantité des trous injectés dans la couche fine de Base. Quand le signal de commande devient négatif, le courant de Base I_{B+} est coupé, le transistor est fermé. Les porteurs stockés dans la Base et le Collecteur peuvent s'évacuer via la diode D_{off} jusqu'à la déplétion complète de ces porteurs. C'est pourquoi la protection contre la désaturation permet de contrôler le fonctionnement du transistor bipolaire afin qu'il puisse travailler dans sa zone de quasi-saturation et diminuer le temps de stockage lors de la transition. Cette procédure permet un meilleur fonctionnement de la solution de commande dédiée au transistor bipolaire à fort gain et au TBBS. Elle sera intégrée dans notre solution de commande future.

II. 4. 1. (d). Les techniques de la réalisation de la commande rapprochée type « High-side switch »

Le dernier enjeu majeur de la solution de commande pour le transistor bipolaire à fort gain et le TBBS est la gestion du potentiel flottant. L'origine de cette problématique est déjà expliquée dans la section II.4.1 (a). Ici nous utilisons le vocabulaire « high-side » pour désigner un interrupteur de puissance ayant son émetteur, dans le cas d'un transistor bipolaire, en bas et lié à un potentiel flottant. Cette électrode est le point de référence pour le circuit de commande ou l'alimentation. Pour les circuits de commande du TBBS et du transistor bipolaire à fort gain, nous avons décidé d'utiliser la solution d'application du transformateur d'impulsion [45].

Cette solution, pour supprimer le problème du potentiel flottant, consiste à utiliser un transformateur d'impulsion, qui nous permet de transmettre simultanément (en quelques dizaines ou en quelques centaines de nanosecondes) le signal de commande vers le composant de puissance avec l'énergie requise. De plus, cette solution réalise l'isolation galvanique entre la partie commande et la partie de puissance. Un schéma électrique de cette solution est présenté Figure II. 4-7.

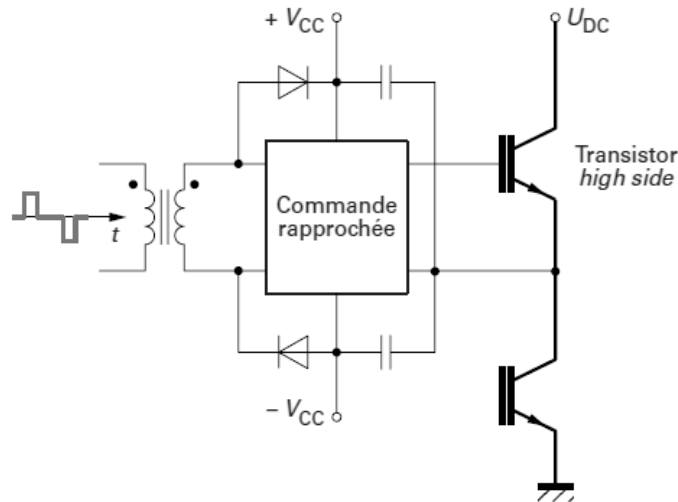


Figure II. 4-7 : Schéma électrique de la solution d'application du transformateur d'impulsion. Le signal transféré se référence au point flottant du transistor high-side.

A partir du schéma présenté ci-dessus, la commande rapprochée du transistor high-side est alimentée directement par la source continue V_{CC} . L'utilisation d'un transformateur d'impulsion évite de compliquer l'alimentation continue avec la gestion du potentiel flottant puisque le signal de commande transmis par le transformateur porte assez d'énergie pour piloter le transistor. Cette solution est fiable et applicable à tous les modes de fonctionnement.

Afin de justifier le choix de la solution de potentiel flottant que nous avons retenu, les autres solutions sont listées et comparées à notre choix. Un tableau comparatif est présenté ci-dessous [46] :

Tableau II. 4-1 : Comparaison des solutions de potentiel flottant existantes pour la commande d'un composant de puissance.

Caractéristique	Pompe à charge	Bootstrap	Transformateur
dV/dt	Non spécifié	$< 50KV/\mu s$	$> 100KV/\mu s$
Temps de propagation	$< 10ns$	$< 10ns$	$10ns - 100ns$
Polarisation de base-émetteur	Oui	Oui	Oui
Alimentation du courant de base en permanence	Non	Non	Oui
Tension maximale admissible	1200V maximum	$< 100V$	$> 10KV$
Alimentation auxiliaire	Oui	Oui	Non

Pour le pilotage du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS, il faut maintenir la polarisation directe de la jonction Base-Emetteur et être capable de fournir un courant de commande durant tout l'état passant du composant. A partir du Tableau II. 4-1, nous pouvons observer qu'avec ces trois solutions la jonction BE de notre composant est polarisée, En revanche les solutions de « pompe à charge » et « bootstrap » ne sont pas en mesure de fournir un courant de Base permanent. Ces deux critères sont des conditions éliminatoires, c'est-à-dire que les solutions de « pompe à charge » et « bootstrap » ne sont pas compatibles avec un transistor bipolaire à fort gain et un TBBS. De plus, la solution « Transformateur » ne nécessite pas d'alimentation auxiliaire et son temps de propagation demeure assez rapide pour nos composants. Cette solution sera appliquée pour résoudre le problème du potentiel flottant dans le circuit de commande du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS.

II. 4. 1. (e). Proposition d'une solution de commande rapprochée

Le circuit de commande présenté dans la page suivante est composé de 5 parties majeures. Elles sont respectivement l'alimentation indépendante (partie 1), l'isolation des signaux de commande (partie 2), le contrôle du courant de Base (partie 3), la protection contre la désaturation (partie 4) et la synchronisation avec le transformateur qui sert à gérer le potentiel flottant (partie 5). La fonctionnalité de chaque partie sera expliquée en détail dans la suite du paragraphe. L'objectif de ce circuit de commande est de pouvoir piloter le transistor bipolaire à fort gain et le TBBS lorsqu'ils fonctionnent avec une source AC (le secteur par exemple) de moins de 600V.

- **Partie 1 : Alimentation indépendante**

L'utilisation d'une alimentation indépendante permet non seulement de fournir l'énergie aux différents composants actifs du circuit de commande comme le MosFET, l'optocoupleur et les comparateurs, mais aussi de fixer un point de référence pour le signal de commande. L'entrée de l'alimentation indépendante est le secteur 230V et son isolation galvanique est réalisée à l'aide d'un transformateur de 230V, 50/60Hz à deux sorties de 15V/8VA dont la référence est MYRRA44310. Les deux sorties du transformateur sont liées en série et le point au milieu est fixé comme le point de référence du circuit de commande. La sortie du transformateur est redressée par un pont de diode monolithique (KPBC2508) suivi par les capacités de filtrage. La régulation de la tension de sortie est faite par plusieurs régulateurs positifs (série LM08) et négatifs (série LM09). En pratique, nous avons 4 sorties différentes dont deux d'entre elles sont positives (15V et 10V) et deux négatives (-5V, -10V).

Les tensions positives servent à alimenter les comparateurs et générer le courant de Base I_B . Les deux tensions négatives seront utilisées pour accélérer le temps de fermeture du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS.

- **Partie 2 : Isolation du signal de commande**

Le signal de commande peut être généré à partir du générateur de signal (GBF) ou du circuit de commande dédié. Mais quelle que soit la source du signal, il faut l'alimentation du circuit de commande et le circuit de commande. L'isolation galvanique entre l'étage de commande et le générateur de signal sera réalisée par un opto-coupleur. L'idée est de transférer le signal de commande de 5V vers l'entrée du comparateur. Une résistance pull-up est appliquée afin d'assurer la tension de sortie.

- **Partie 3 : Contrôle du courant de Base**

Le contrôle du courant de Base est réalisé en générale via une structure « push-pull ». Les transistors MOS, M3 et M4, sont complémentaires. M3 s'occupe de fournir le courant de Base I_B quand le transistor bipolaire à fort gain ou le TBBS est à l'état passant. M4 est alors fermé. Quand les composants bipolaires travaillent à l'état bloqué, M3 est ouvert et M4 est fermé. Les porteurs dans le transistor bipolaire à fort gain ou le TBBS peuvent s'évacuer à l'aide de l'alimentation négative reliée à la source négative du MOS M4.

Comme nous l'avons expliqué précédemment, l'accélération du temps de commutation dépend du contrôle du courant de Base. Plusieurs capacités sont donc mises en parallèle avec la résistance de Base qui serviront à limiter le courant de Base à 500 mA. Quand M3 est fermé, la tension positive provenant de l'alimentation 15V crée une impulsion positive du courant qui permet d'injecter un courant vers la Base, qui peut aider au chargement des capacités de déplétion de la jonction Base-Emetteur et de la jonction Base-Collecteur. Le temps de retard t_d est alors diminué. Cela accélère le temps de fermeture du composant. Pendant l'ouverture du composant, la fermeture de M4 permet de polariser les capacités en inverse, une impulsion négative est alors générée. Ce courant négatif extrait les porteurs stockés dans la Base et le Collecteur, ce qui diminue le temps de stockage t_s et accélère le temps d'ouverture du composant t_{on} .

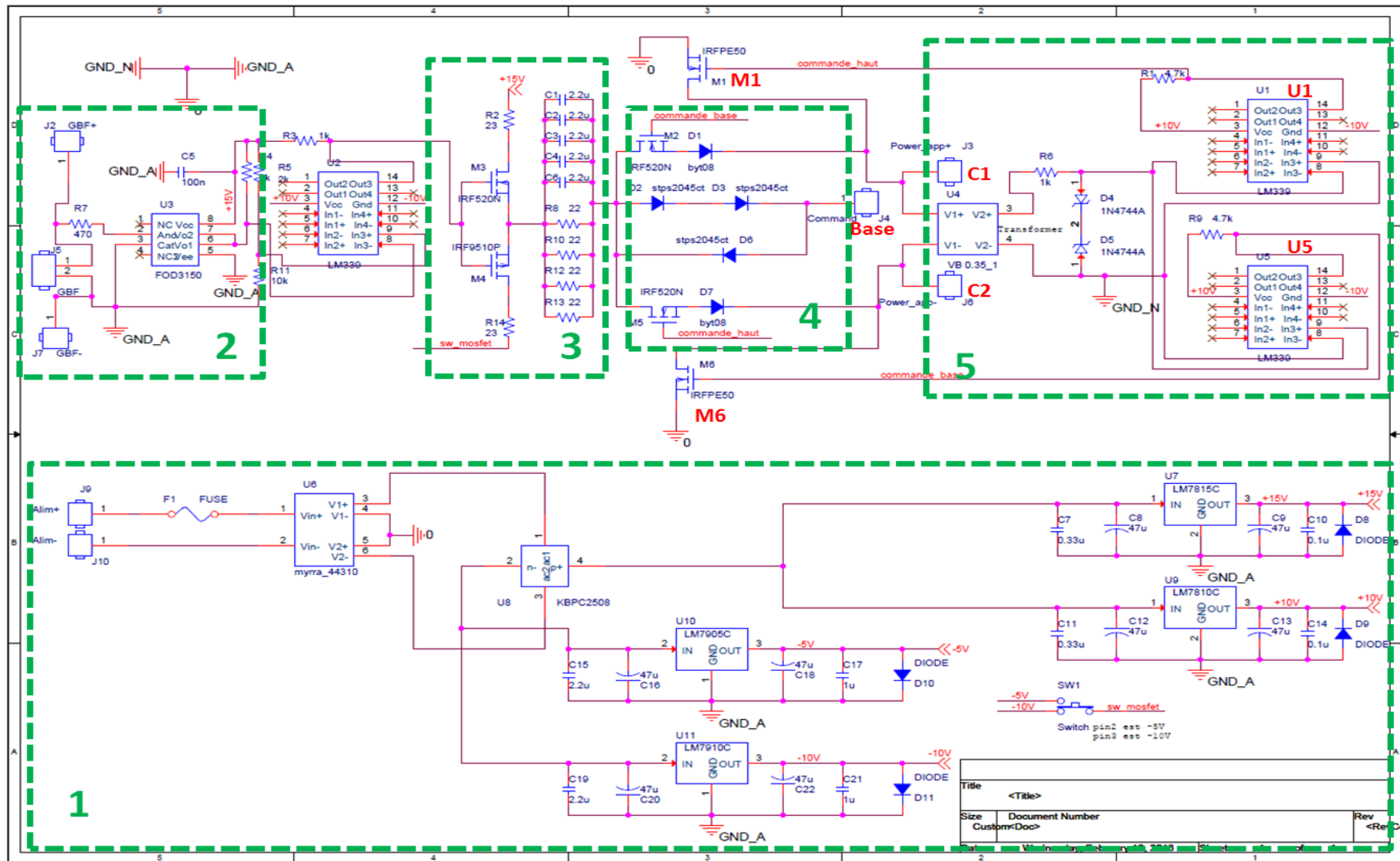


Figure II. 4-8 : Circuit de commande rapproché pour le TBBS.

- **Partie 4 : Protection contre la désaturation**

La fonction de protection contre la désaturation est également intégrée dans le circuit de commande développé. Une particularité de ce circuit de commande est qu'il devra être capable de piloter le TBBS lorsque celle-ci travaillera avec une source alternative. La structure conventionnelle contre la désaturation, à savoir le « Baker clamp », ne peut pas fonctionner avec un potentiel flottant sur le Collecteur du composant. Elle risque même d'empêcher le fonctionnement normal du circuit de commande quand la polarisation externe du composant se trouvera négative. Afin de résoudre ce problème, une nouvelle structure contre la désaturation est proposée dans notre circuit de commande.

Comme le schéma électrique le montre, quand la source alternative travaille dans sa phase positive, M2 est fermé et M5 est ouvert. Le courant de Base excessif dérivera au travers de la diode D1, le composant peut alors travailler dans sa zone de quasi-saturation. Pendant la phase négative de la source, le potentiel de l'électrode C1 devient plus bas que C2. M2 devient ouvert et M5 est passant, le courant de Base excessif dérive au travers de la diode D7, du coup la fonction de protection de désaturation est assurée par cette diode.

- **Partie 5 : Gestion du potentiel flottant**

Quand le TBBS travaille avec une source alternative (le réseau électrique par exemple), un problème de potentiel flottant apparaît au niveau du signal de commande. Afin de résoudre ce problème, nous introduisons un transformateur d'impulsion et deux MosFET serviront à contrôler le point de référence du circuit de commande. Quand le TBBS travaillera dans la phase positive du secteur, le « transformateur d'impulsion » U4 pourra créer une tension positive entre les pattes 3 et 4, celles-ci seront ensuite injectées dans les deux comparateurs U1 et U5. Les sorties des comparateurs contrôleront donc M1 et M6. Lors de la phase négative, M1 est ouvert et M6 est fermé. Cela assure la polarisation de la jonction Base-C2 puisque le point de référence du circuit de commande est lié à l'électrode C2. Quand le secteur passe à la phase négative, M1 est fermé et M6 est ouvert, l'électrode C1 est lié au point de référence du circuit de commande. La jonction Base-C2 peut être maintenue en polarisation directe pendant toute la phase négative. Cette analyse peut être observée sur les résultats de simulation Figure II. 4-9.

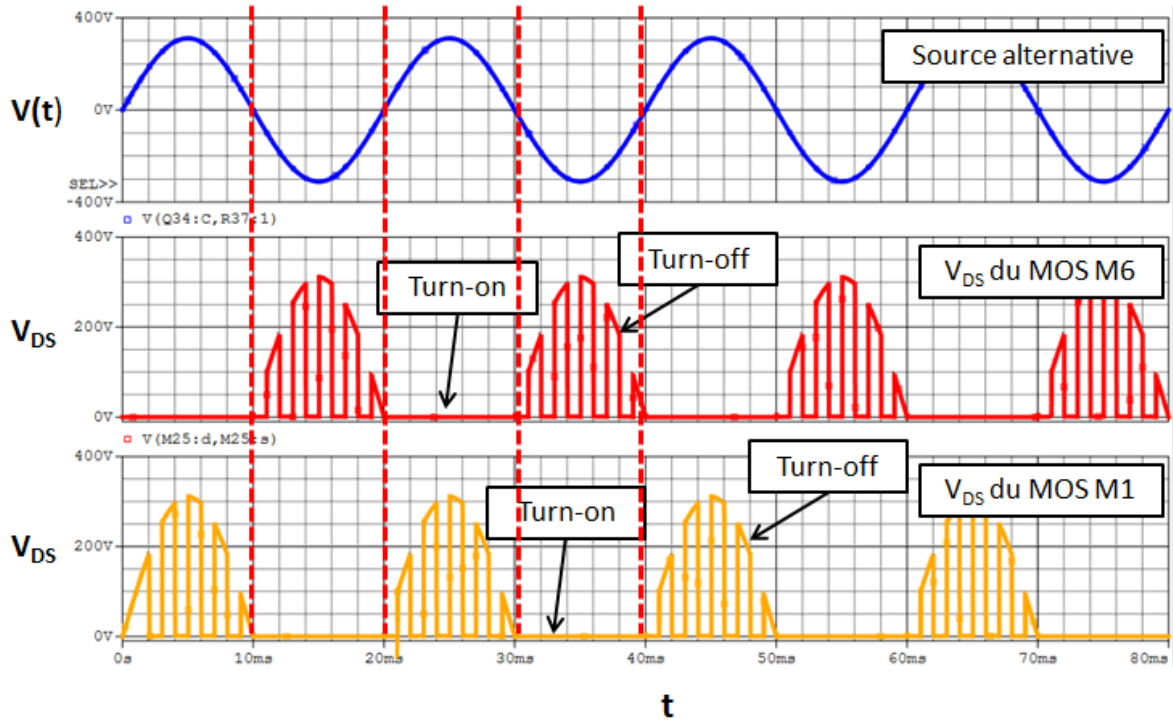


Figure II. 4-9 : Chronogramme de la synchronisation avec la source alternative (courbe bleue). L'état passant et bloqué de M6 (courbe rouge) et M1 (courbe jaune) sont marqués en présentant leurs chutes de tension V_{DS} .

Dans la suite de ce paragraphe, le circuit de commande est validé à l'aide du modèle SPICE établi pour le TBBS. Les procédures de modélisation et de validation de ce modèle seront présentées en détail dans le prochain chapitre. On utilise une source alternative de 230V/50Hz, qui alimente une charge résistive de 50 Ω . Le TBBS, en tant qu'interrupteur bidirectionnel, commute à la fréquence de 500 Hz, soit dix fois plus rapidement que le réseau électrique. Les résultats de la simulation sont présentés Figure II. 4-10.

A partir de cette figure, nous pouvons constater que le circuit de commande est capable de piloter le TBBS dans la phase positive et négative de la source alternative. Aucun déphasage n'est observé entre la mise en conduction du TBBS et le changement de phase de la source. Cela confirme le bon fonctionnement du circuit de commande développé, en répondant aux enjeux majeurs notamment de la gestion du potentiel flottant.

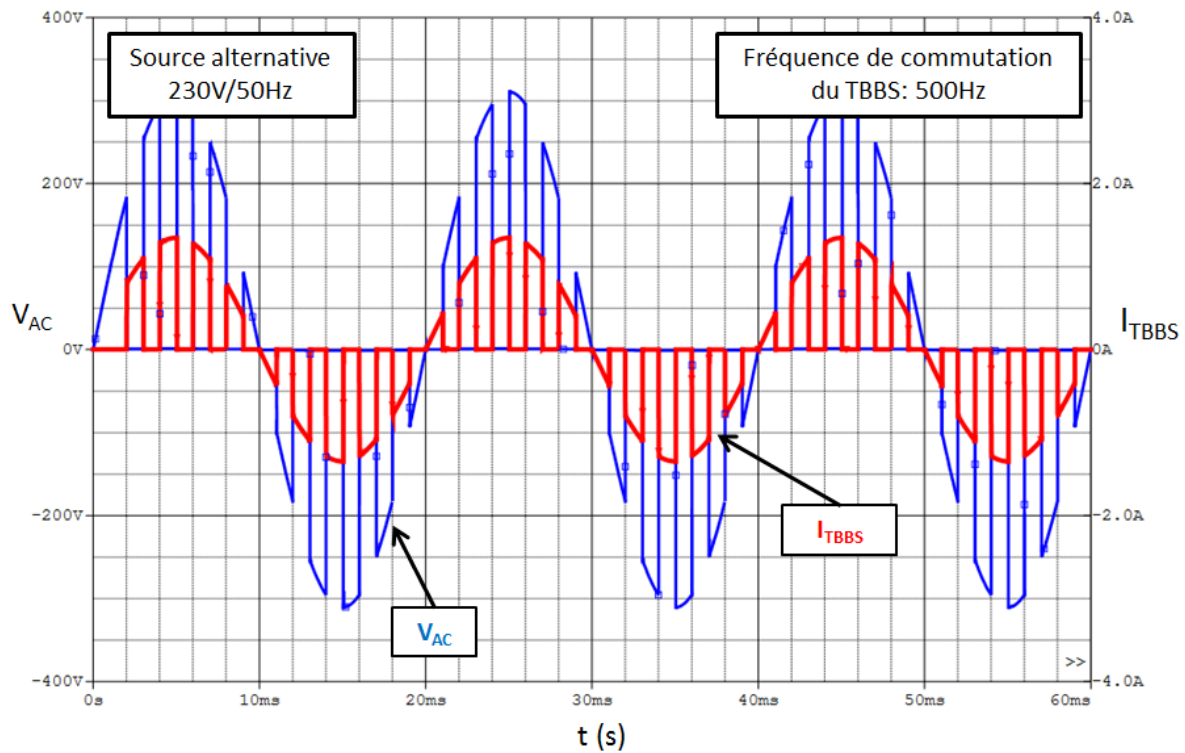


Figure II. 4-10 : Résultats de simulation du circuit de commande avec une source alternative de 230V/50Hz et le modèle électrique du TBBS. Fréquence de commutation du TBBS est de 500Hz. La tension de la source alternative V_{AC} et le courant qui traverse le TBBS, I_{TBBS} , sont tracés.

II. 4. 1. (f). Réalisation et test du circuit de commande

Le circuit de commande développé a été réalisé au sein du laboratoire GREMAN, le typon a été conçu dans l'environnement Allegro PCB Editor (Figure II. 4-11).

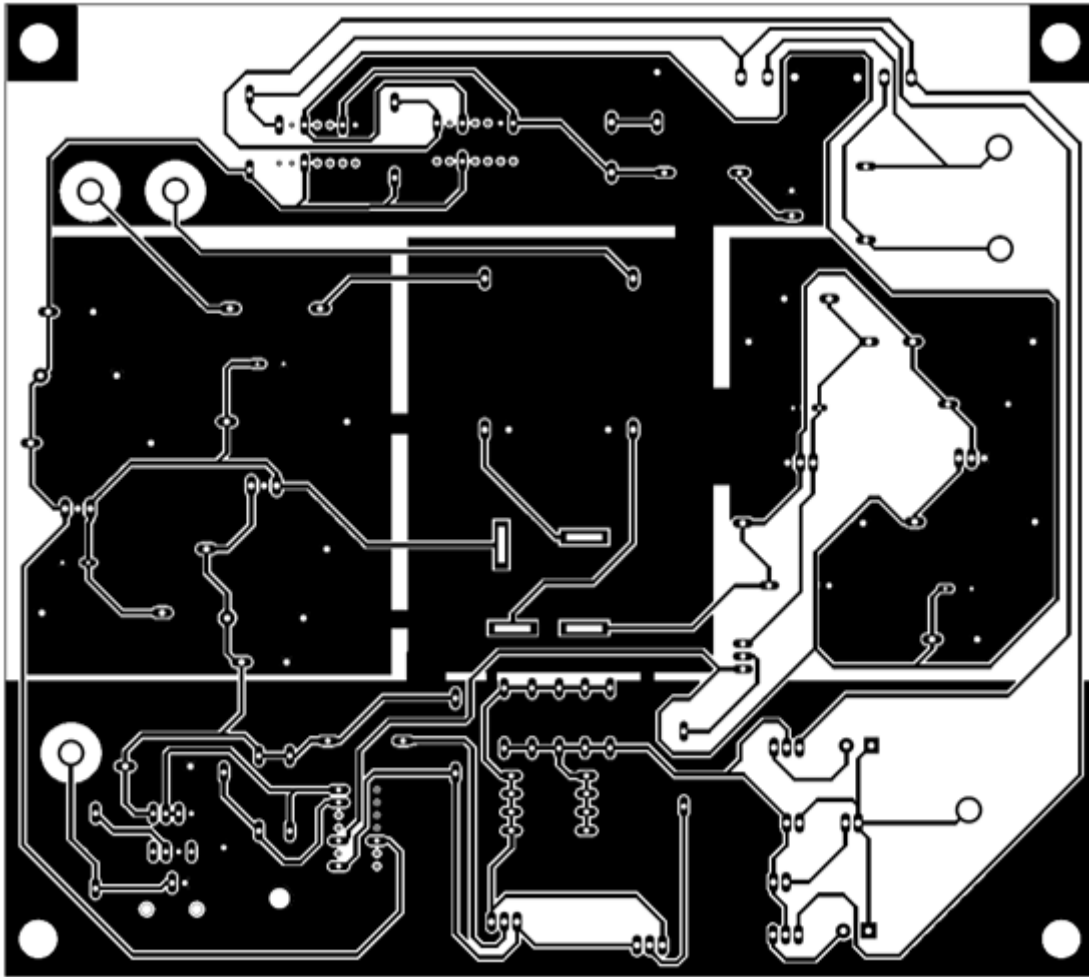


Figure II. 4-11 : Typon du circuit de commande du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS.

Sur ce typon, le plan de masse de la partie de puissance (alimentation indépendante) et le signal sont séparés. La carte finale réalisée est présentée Figure II. 4-12.

Les différentes fonctionnalités du circuit de commande sont annotées sur la carte électrique réalisée. Pour rappel, la partie 1 est dédiée à l'alimentation indépendante, la partie 2 est dédiée à l'isolation du signal de commande, la partie 3 a pour mission de contrôler le courant de Base, la partie 4 assure la protection contre la désaturation et la dernière partie a pour objectif d'assurer la synchronisation avec la source alternative externe.

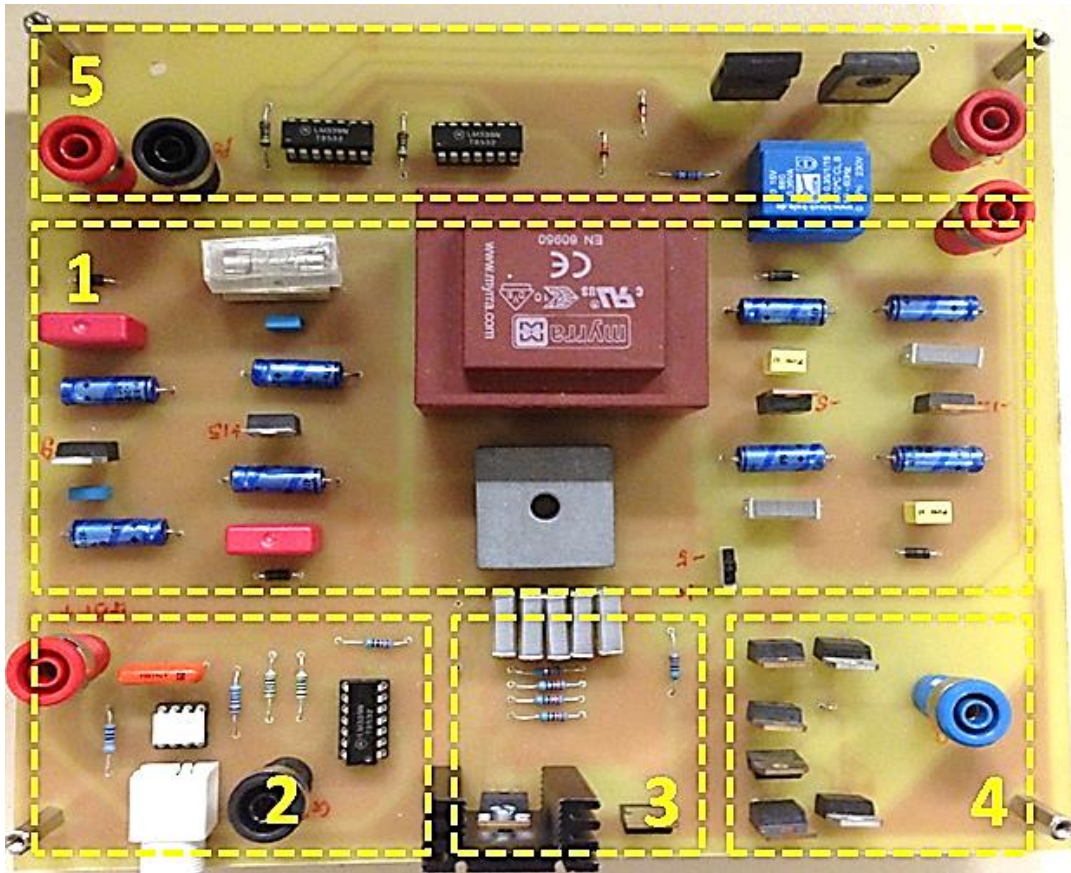


Figure II. 4-12 : Carte électrique du circuit de commande réalisé. La fonctionnalité de chaque partie est numérotée sur la figure.

Une fois la carte électrique réalisée, nous avons vérifié le bon fonctionnement de chaque partie. Il y a plusieurs aspects auxquels il faut faire attention. Le premier est de conserver une température homogène sur la carte lorsqu'elle est mise en marche. Même si nous avons calculé la puissance dissipée par chaque composant pendant leur dimensionnement, particulièrement les composants actifs comme les régulateurs, certains composants ont été plus chauds que ce que nous avons prévu. La température du régulateur peut atteindre presque 90°C. Ces mesures ont été réalisées à l'aide d'une caméra infrarouge. Nous avons donc décidé de rajouter un dissipateur sur le MosFET M3. Si le niveau de courant requis dans le circuit de commande augmentait au-delà de 500 mA, il faudrait impérativement doter de dissipateurs pour la partie alimentation.

Un autre problème constaté est le temps de propagation de la partie isolation galvanique. Un opto-coupleur à sortie Collecteur ouvert dont la référence est le « 4N35 » a été sélectionné pour assurer cette fonction. Cela ne pose pas de problème tant que le composant bipolaire travaille en basses fréquences. Au fur et à mesure de l'augmentation de la fréquence

de commutation, cet opto-coupleur commence à empêcher le bon fonctionnement du circuit de commande. Après avoir analysé les résultats de mesure, nous nous sommes rendu compte que ce genre d'opto-coupleur n'était pas assez rapide quand la fréquence du signal de commande devenait importante. Une comparaison des temps de propagation entre le 4N35 et le Fairchild FOD3150 a été effectuée. Les résultats sont présentés Figure II. 4-13.

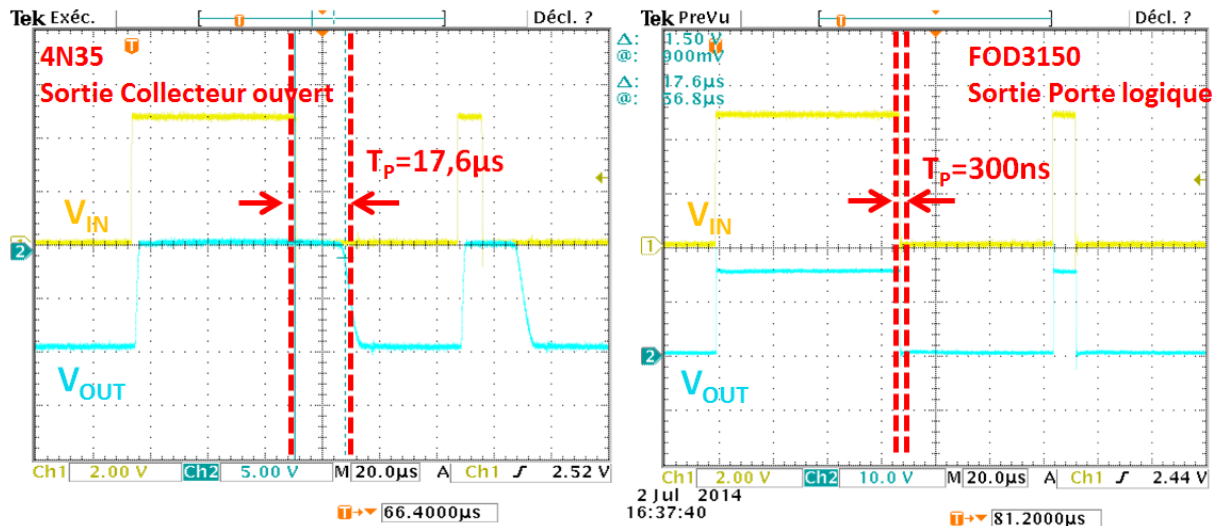


Figure II. 4-13 : Comparaison des temps de propagation de l'opto-coupleur 4N35 et FOD3150. V_{IN} est le signal d'entrée et V_{OUT} est le signal de sortie.

A partir de ces résultats de mesure, nous pouvons observer que les temps de propagations des opto-coupleurs sont principalement liés aux temps d'ouverture. Le temps d'ouverture du 4N35 est de 17,6 μ s, celui du FOD3150 est de 300 ns. Ce qui est beaucoup plus rapide. Physiquement, l'étage de sortie du 4N35 est constitué d'un photo transistor bipolaire, dont le temps de stockage est important. En revanche l'étage de sortie du FOD3150 est composé d'un CMOS, dont le temps de commutation est beaucoup plus rapide que celui du transistor bipolaire [47].

Les mesures menées sur la Base nous ont permis de visualiser les impulsions positives et négatives du courant de Base générées par le réseau RC. Pour rappel, celui-ci a pour objectif d'accélérer les temps de fermeture et d'ouverture du composant bipolaire. Dans la Figure II. 4-14, le circuit de commande pilote un transistor bipolaire qui travaille avec une résistance inductive. Les courbes du courant de Collecteur I_C (courbe violette), du courant de Base (courbe verte) et du signal de commande (courbe bleue claire) sont présentées. Nous pouvons constater que l'impulsion du courant appliquée sur la Base pendant la fermeture et l'ouverture du composant, accélère son temps de commutation.

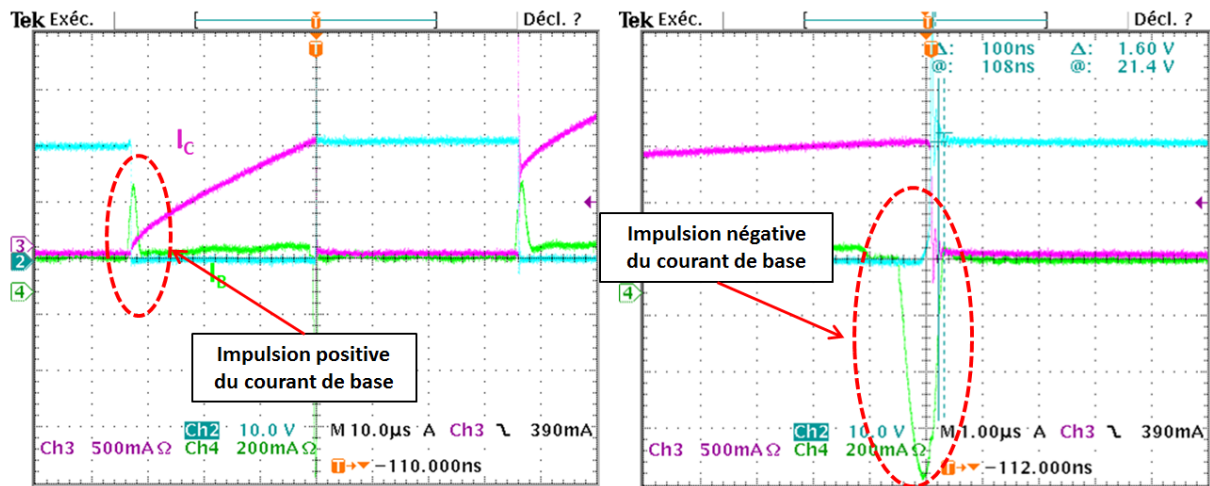


Figure II. 4-14 : Observation des impulsions positives et négatives du courant de Base. La courbe verte représente le courant de Base.

Les mesures menées sur la partie 3 nous ont permis de visualiser la fonctionnalité de protection contre la désaturation (Baker clamp) du circuit de commande. Dans la Figure II. 4-15, le circuit de commande pilote un transistor bipolaire travaillant avec une charge inductive. Le courant de charge I_C (courbe jaune) qui traverse le Collecteur du composant s'accroît avec le stockage de l'énergie dans l'inductance. Un courant de Collecteur plus important requiert un courant de Base I_B . Pour rappel, le courant de Base total est composé d'un courant de Base effectif (nommé I_{D2}), qui circule à travers de la diode D2 du circuit de commande. Il est injecté directement dans la Base du composant et d'un courant de Base excessif (nommé I_{D1}) qui traverse la diode D1. Dans notre circuit de commande, le courant total $I_{B(tot)} = I_{D1} + I_{D2} = 480 \text{ mA}$. Les courants I_{D1} et I_{D2} varient de manière complémentaire, la croissance du courant de Base I_{D2} entraîne la décroissance du courant de Base excessive I_{D1} , et vice-versa. On peut observer ce phénomène clairement sur la Figure II. 4-15 (les deux courbes bleues) durant la phase passante de la diode D1.

Au fur et à mesure de la croissance du courant de Collecteur, la chute de tension aux bornes du composant V_{CE} devient plus importante. Quand le potentiel de la cathode de la diode D1 atteint une certaine valeur, D1 se bloque. La totalité du courant de Base est injectée dans la Base. Ce phénomène est observé quand le courant I_{D1} s'annule.

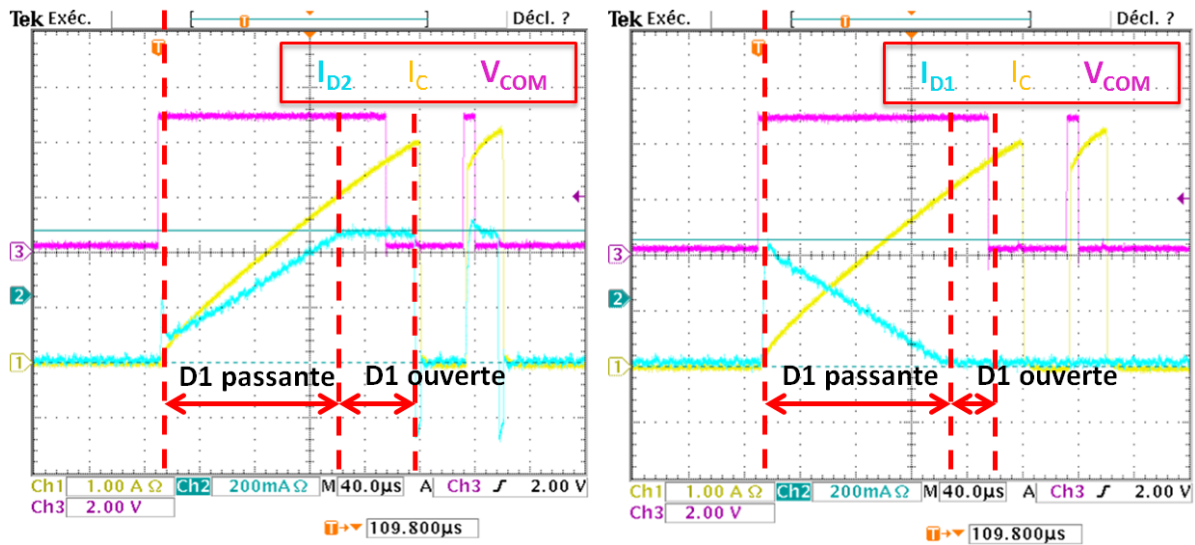


Figure II. 4-15 : Mesures de la protection contre la désaturation (Baker clamp) du circuit de commande. Les différents états de la diode D1 du circuit de commande sont marqués.

Afin de tester la fonctionnalité de gestion du potentiel flottant (synchronisation avec la source alternative) et le bon fonctionnement de l'ensemble du circuit de commande, nous avons décidé de tester le TBBS avec notre circuit de commande sous la tension du réseau électrique 230V/50Hz. Le TBBS travaille avec un rhéostat, qui est une charge résistive présentant en pratique une grande inductance. La valeur du rhéostat est fixée à 300 ohms, ce qui imposera un courant maximum de 1A sur le TBBS quand il sera connecté au réseau électrique. La fréquence de commutation du TBBS est respectivement de 500Hz et 5KHz. Les courbes obtenues sont présentées Figure II. 4-16. La courbe jaune est la tension du réseau, la courbe bleue représente le courant traversant le TBBS et la courbe verte est le signal de commande.

A partir de la Figure II. 4-16, nous pouvons constater que le TBBS est capable de travailler sur le réseau électrique, et que le circuit de commande développé est en mesure de bien piloter le TBBS.

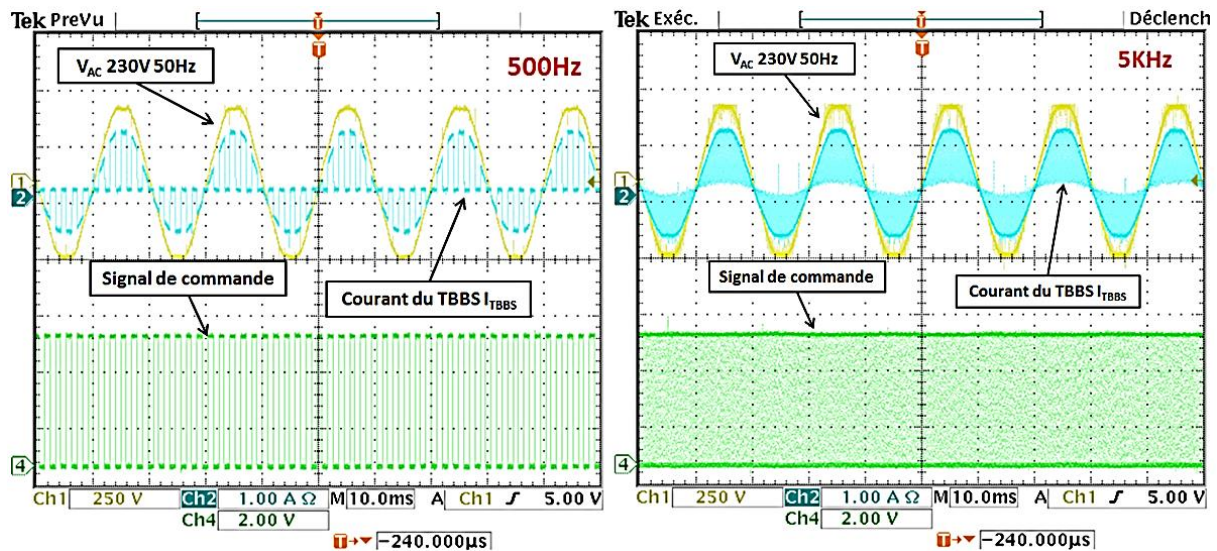


Figure II. 4-16 : Courbes de commutation du TBBS travaillant avec un rhéostat sur réseau électrique 230V/50Hz. Les fréquences de commutation du TBBS sont respectivement de 500Hz et de 5KHz.

II. 4. 1. (g). Conclusion

Le développement d'une solution de commande pour une composant bipolaire à fort gain et un TBBS, constitue une partie importante de ma thèse. Le circuit de commande que nous avons développé est en mesure de piloter les composants bipolaires à leurs performances optimales. Il est également capable de gérer le problème du potentiel flottant, et par conséquent piloter un TBBS travaillant avec des sources alternatives comme le réseau électrique. Toutes les solutions de commande ont été introduites et évaluées à l'aide de l'environnement Orcad Pspice. La carte électrique a été ensuite réalisée puis testée. Les différentes fonctionnalités conçues ont été validées expérimentalement.

Le développement de cette solution de commande nous a permis non seulement de piloter le TBBS avec des alimentations alternatives comme le réseau électrique, mais également nous a donné la possibilité de caractériser en régime dynamique un transistor bipolaire à fort gain et un TBBS. Les résultats vont être présentés dans le paragraphe suivant.

II. 4. 2. Caractérisations dynamiques du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS

Après avoir mené une campagne de caractérisations en régime statique, nous allons analyser les caractéristiques dynamiques du transistor bipolaire et du TBBS. Pour les composants de puissance, les pertes dynamiques sont proportionnelles à la fréquence du signal de commande. Ces pertes sont étroitement liées aux temps de commutation du composant de puissance. Pendant la transition d'état (fermeture et ouverture) du composant, si on suppose que le courant maximum est égal à I_S et que la tension maximale aux bornes du transistor est V_S , alors les pertes dynamiques P_{dyn} peuvent s'exprimer comme l'équation 2-12.

$$P_{dyn} = \frac{1}{2} \cdot V_S I_S \tau f_s \quad \text{Equation 2-12}$$

Ici, τ est la durée de commutation et f_s est la fréquence. Dans cette équation V_S , I_S et f_s sont tous définis par le circuit électrique externe. En revanche la valeur de la durée de commutation τ est déterminée par le composant lui-même. Elle représente le temps de commutation total du composant. L'objectif de cette partie du travail sera donc de quantifier les temps de commutation du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS.

II. 4. 2. (a). Présentation du banc de mesure

Avant de présenter le banc de mesure que nous avons utilisé pour pouvoir réaliser les caractérisations dynamiques, nous introduisons le schéma électrique de Base. Nous avons choisi la configuration « double pulse » qui est largement utilisée par les chercheurs et les fabricants lors des mesures dynamiques du composant de puissance [48], [49].

Cette configuration a trois avantages majeurs. Le premier est que le niveau de courant de commutation du composant sous test peut être modulé facilement en modifiant la largeur de l'impulsion ou la valeur de l'inductance, qui facilite les mesures sous différents niveaux de courant de Collecteur. Le deuxième avantage est que le temps de fermeture et le temps d'ouverture peuvent être clairement vu sur le front montant et le front descendant de l'impulsion. En pratique, cela nous permet d'obtenir automatiquement et précisément les différents temps de commutation sur l'oscilloscope une fois que la bonne configuration est sélectionnée. Le troisième avantage de la configuration « double pulse » est que cette méthode de mesure évite l'échauffement du composant lors de la circulation du courant. Le composant sous test ne commute que deux fois, le courant traversant le composant n'est pas répétitif. La

température du composant ne changera donc pas durant la caractérisation. Ce qui sera critique pour la précision des résultats de caractérisation [50]. Le schéma représentatif d'un hacheur série utilisé dans la configuration « double pulse » est présenté Figure II. 4-17.

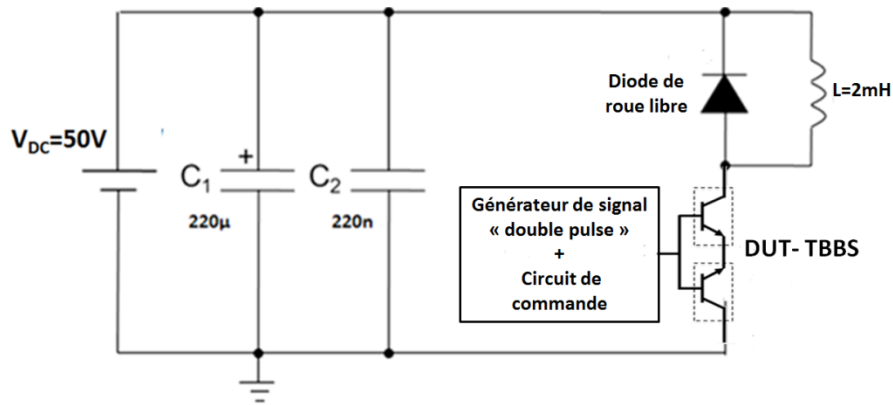


Figure II. 4-17 : Schéma représentatif d'un hacheur série utilisé dans la configuration « double pulse ».

En plus de la partie de puissance montrée ci-dessus, il nous faudra utiliser également un générateur de signal qui servira à générer deux impulsions modulables de 5V. Ce signal sera envoyé vers le circuit de commande présenté dans le paragraphe précédent. Le schéma électrique du générateur est présenté dans l'annexe 1. Les deux impulsions consécutives sont générées en utilisant quatre monostables montés dans deux boîtiers. La référence du monostable est HEF4538. La sortie du générateur de signal est liée directement au circuit de commande du transistor bipolaire et du TBBS. La sortie du circuit de commande est connectée au support conçu pour notre composant bipolaire. La partie puissance est constituée par un hacheur série et deux inductances externes. La photographie de l'ensemble du banc de mesure est montrée Figure II. 4-18 (a).

La Figure II. 4-18 (b) présente le chronogramme de la configuration « double pulse ». Les deux impulsions apparaissent en violet. La courbe verte représente le courant du Collecteur I_C et la courbe jaune représente le courant circulant dans l'inductance I_L . Le temps de fermeture du composant peut être observé sur le front montant et le temps d'ouverture peut être vu sur le front descendant. Le niveau du courant du Collecteur peut être modifié en changeant la largeur de la première impulsion.

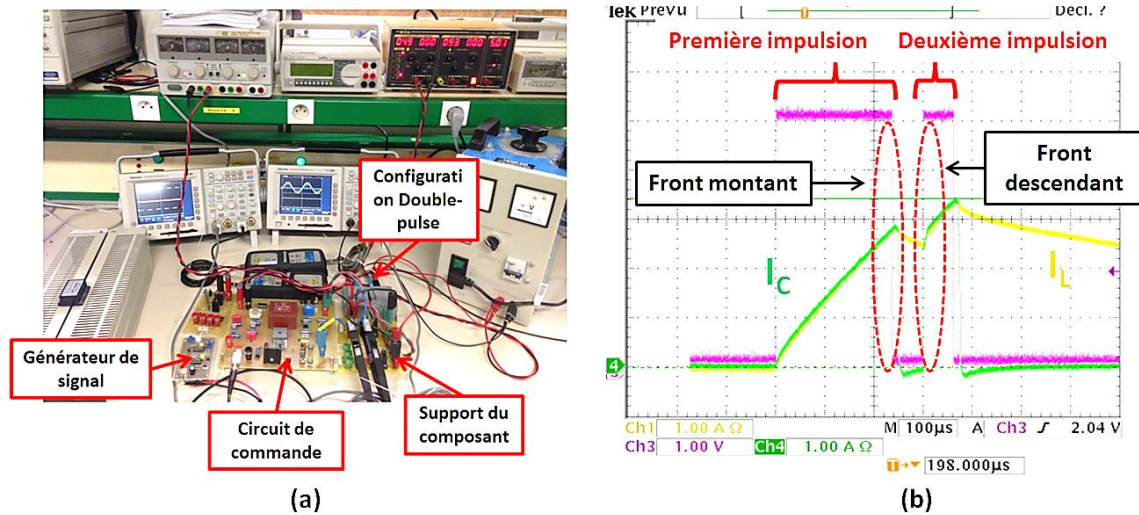


Figure II. 4-18 : Le banc de test pour la caractérisation (a), le chronogramme de la tension de commande et les courants dans la configuration double pulse (b).

En pratique, la Figure II. 4-18 (b) nous aide à fixer le niveau de courant du Collecteur lors des caractérisations dynamiques. En termes de méthodologie de mesure, 3 pièces de chaque composant (transistor bipolaire à fort gain, ST1802HI et TBBS) sont mesurées. Chaque pièce est ensuite mesurée trois fois. Les valeurs moyennes sont déduites afin de minimiser l'erreur de mesure.

II. 4. 2. (b). Résultats de caractérisations dynamiques du transistor bipolaire à fort gain

Le gain en courant en direct du transistor bipolaire à fort gain étant très important (>200), il sera capable de conduire un courant de Collecteur plus grand que les autres composants bipolaires de puissance de la même gamme. La caractérisation dynamique s'effectuera sur plusieurs niveaux de courant de Collecteur afin de mieux connaître les performances dynamiques. Une courbe de commutation du transistor bipolaire à fort gain travaillant en configuration « double pulse » est présentée Figure II. 4-19.

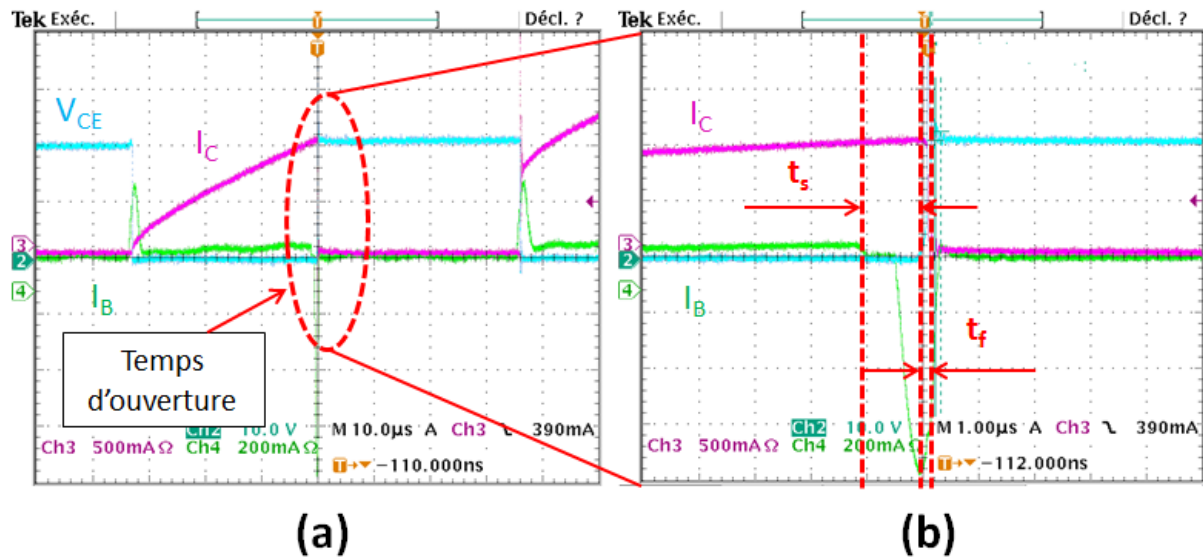


Figure II. 4-19 : Courbes de commutation du transistor bipolaire travaillant en configuration « double pulse » : (a) évolution du courant de Collecteur I_C et du courant de Base I_B . (b) Observation du temps de fermeture du transistor bipolaire à fort gain

Durant l'approche expérimentale, nous imposons cinq niveaux de courant de Collecteur qui évolueront de 1A jusqu'à 5A. Les différents termes du temps de commutation sont extraits de ces mesures. Afin de positionner le transistor bipolaire, nous caractériserons également un transistor bipolaire conventionnel à savoir le ST1802HI. Les résultats de caractérisation dynamique des deux composants sont présentés dans le Tableau II. 4-2.

Tableau II. 4-2 : Comparaison des temps de commutation d'un transistor bipolaire à fort gain et d'un ST1802HI sous cinq niveaux de courant de Collecteur

	ST1802HI					Transistor bipolaire à fort gain				
	1A	2A	3A	4A	5A	1A	2A	3A	4A	5A
Temps de fermeture	0,38 μ	0,59 μ	0,79 μ	0,94 μ	0,97 μ	0,53 μ	0,57 μ	0,66 μ	0,53 μ	0,54 μ
Temps d'ouverture	3,32 μ	4,58 μ	5,17 μ	4,37 μ	4,23 μ	1,20 μ	1,67 μ	2,49 μ	2,79 μ	2,76 μ
Temps de commutation	3,70	5,17 μ	5,96	5,31 μ	5,20 μ	1,73 μ	2,24 μ	3,15 μ	3,31 μ	3,30 μ

A partir de ce tableau, nous pouvons constater que le temps d'ouverture est toujours le terme le plus important à la commutation. Il est beaucoup plus faible dans le cas d'un transistor bipolaire à fort gain que dans celui d'un transistor conventionnel ST1802HI. Cela est dû au fait que la région de la Base et la couche d'épithaxie du transistor bipolaire à fort gain

sont toutes les deux plus minces que dans le cas d'un ST1802HI. Par conséquent moins de porteurs libres seront accumulés dans ces zones pour le transistor bipolaire à fort gain. Cela entraînera un temps plus court pour évacuer toutes ces charges excessives. Le temps de stockage est alors plus faible. Afin de pouvoir mieux résumer les résultats du Tableau II. 4-2, un histogramme est proposé. Celui-ci permet de comparer les temps de commutation, sur chaque niveau de courant de Collecteur, du ST1802HI et du transistor bipolaire à fort gain.

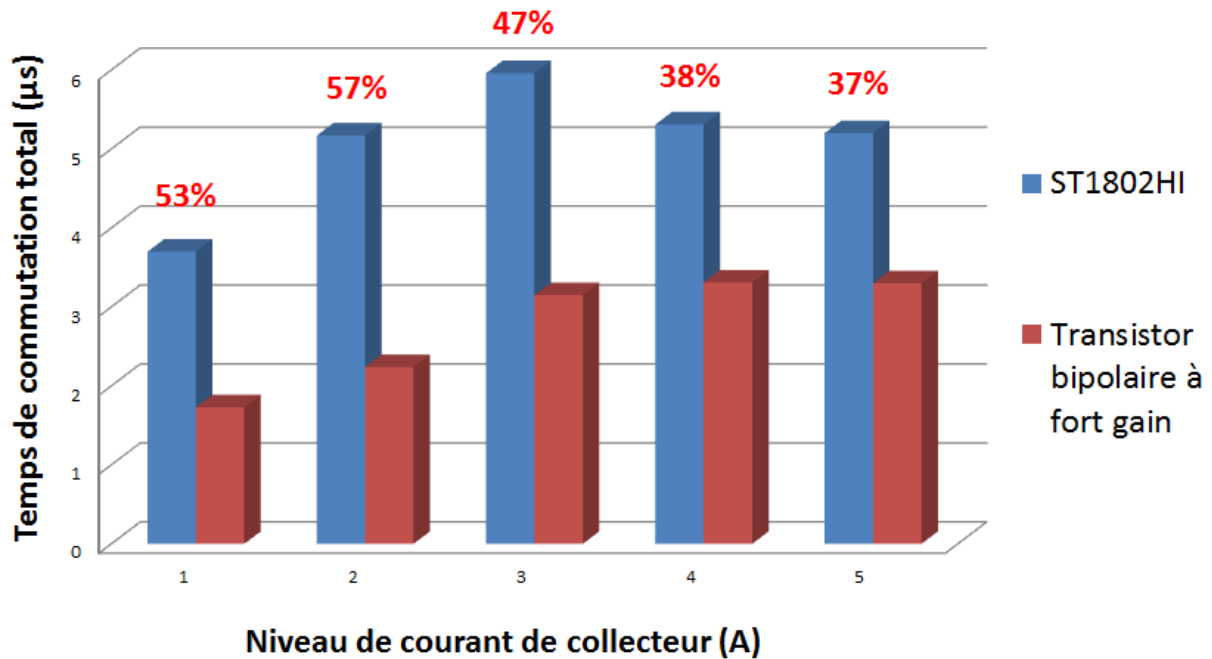


Figure II. 4-20 : Comparaison des temps de commutation total ($t_{on}+t_{off}$) d'un transistor bipolaire à fort gain et d'un ST1802HI pour différents niveaux de courant de Collecteur

Sur l'histogramme ci-dessus, la colonne bleue représente le temps de commutation total du ST1802HI, la colonne rouge est celui du transistor bipolaire à fort gain. On peut voir que le transistor bipolaire à fort gain est avantageux sur tous les niveaux de courant de Collecteur. Il est systématiquement plus rapide qu'un transistor bipolaire conventionnel ST1802HI (en moyenne 44% plus rapide).

II. 4. 2. (c). Résultats de caractérisation dynamique du TBBS

Le gain en courant du TBBS n'est pas aussi grand que celui d'un transistor bipolaire à fort gain. On a donc fixé le niveau de courant du Collecteur à 1A lors des caractérisations dynamiques. Trois TBBS ont été caractérisés. Les résultats obtenus représentent la moyenne

de plusieurs mesures. Les courbes de commutation du TBBS travaillant avec le circuit de « double pulse » sont présentées Figure II. 4-21.

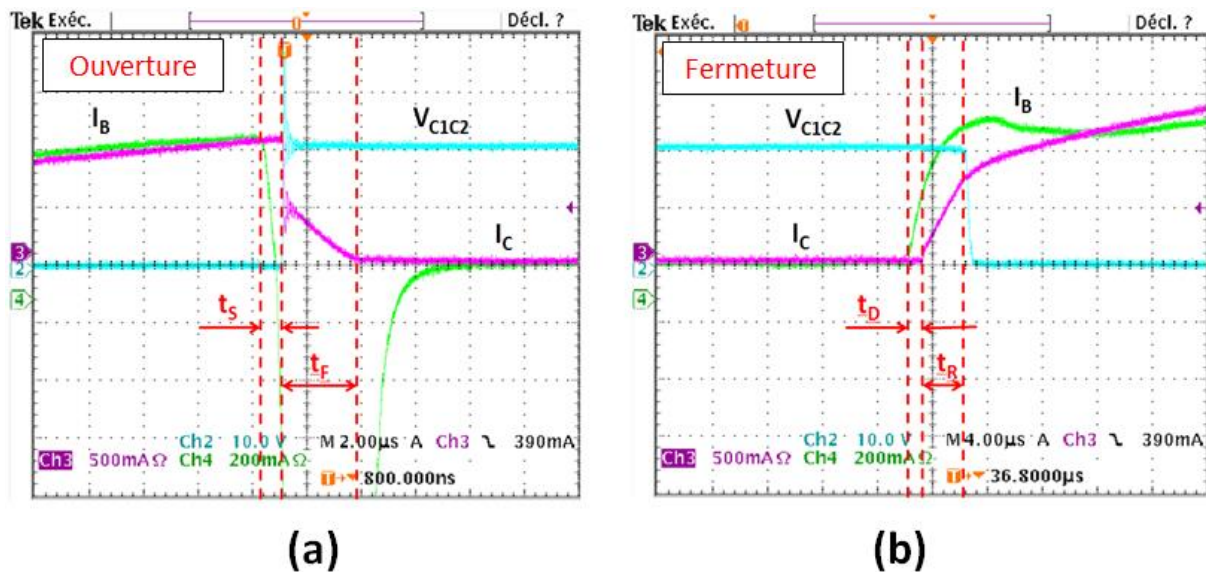


Figure II. 4-21 : Courbes de commutation du TBBS travaillant en configuration « double pulse » : observation du temps d'ouverture (a) et du temps de fermeture (b).

A partir des courbes de fermeture et d'ouverture du TBBS, on peut observer certaines différences par rapport au transistor bipolaire à fort gain. La première différence est que le temps de stockage pendant l'ouverture n'est plus le terme le plus important du temps de commutation total. La deuxième remarque est que le temps de descente est beaucoup plus important que celui dans le cas d'un transistor bipolaire à fort gain. Il devient même le paramètre le plus importante du temps de commutation d'un TBBS. La raison de cette croissance est liée à la présence d'un courant de queue qui traduit la présence de porteurs minoritaires qui sont stockés dans le composant durant son ouverture. L'ajout d'une capacité d'impulsion pourra diminuer ce courant de queue.

Les résultats de caractérisation dynamique du TBBS sont présentés dans le Tableau II. 4-3.

Tableau II. 4-3 : Temps de commutation du TBBS pour un courant de Collecteur égal à 1 A.

	TBBS			
	N°1	N°2	N°3	Moyen
Temps de retard (t_D)	0,94 μ	0,88 μ	0,96 μ	0,93 μ
Temps de montée (t_R)	3,01 μ	3,12 μ	3,04 μ	3,06 μ
Temps de fermeture (t_{ON})	3,95 μ	4,00 μ	4,00 μ	3,98 μ
Temps de stockage (t_S)	0,72 μ	0,84 μ	0,88 μ	0,81 μ
Temps de descente (t_F)	2,36 μ	2,40 μ	2,28 μ	2,35 μ
Temps d'ouverture (t_{OFF})	3,08 μ	3,24 μ	3,16 μ	3,16 μ

Le temps de fermeture du TBBS est d'environ 4 μ s et le temps d'ouverture est de 3 μ s. Cette vitesse de commutation est comparable à celle des interrupteurs alternatifs de type bipolaire (600 V) comme par exemple le TRIAC 600 V (APT1211S) [51].

II. 4. 3. Conclusion

Les caractéristiques dynamiques d'un transistor bipolaire à fort gain et d'un TBBS révèlent que les temps de commutation d'un transistor bipolaire à fort gain sont en moyenne 44% plus rapide que ceux d'un transistor bipolaire de puissance conventionnel comme le ST1802HI. Cela confirme l'intérêt de nos nouveaux composants non seulement en régime statique mais également en régime dynamique. Les temps de commutation du TBBS prouvent qu'il est aussi rapide que les autres interrupteurs de puissance de type bipolaire de 600 V. Les résultats de caractérisation dynamique nous ont donc permis également d'évaluer les pertes à la commutation de nos composants bipolaires.

III. Troisième chapitre : Modélisation électrique du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS

III. 1. Introduction

Le comportement électrique du transistor bipolaire à fort gain et du TBBS est complexe. Afin de correctement reproduire leurs fonctionnements à l'aide des outils de simulation SPICE, il est nécessaire de modéliser le plus précisément les phénomènes électriques qui ont lieu au sein de ces composants. Cette démarche nous permettra de disposer de modèles électriques réalistes qui pourront être implantés dans des circuits applicatifs plus complexes. L'objectif de cette partie du travail de ma thèse sera donc de développer des modèles électriques pour le transistor bipolaire à fort gain et pour le TBBS. La procédure de modélisation électrique s'appuiera sur des mesures expérimentales.

Le TBBS étant construit à partir de deux transistors bipolaires à fort gain, sa modélisation débutera par le développement du modèle SPICE d'un seul transistor bipolaire à fort gain. En pratique, il existe plusieurs modèles SPICE pour les transistors bipolaires. Ceux-ci diffèrent en fonction de leur complexité et de leurs domaines d'application. Au début de ce chapitre, deux modèles largement utilisés par les chercheurs et les fabricants de transistors bipolaires seront introduits. Le choix du modèle dans notre cas d'étude pourra donc être justifié.

La procédure de modélisation de nos composants requière des étapes de caractérisation et une connaissance des paramètres physiques. Le banc de mesure dédié à la caractérisation sera présenté lors de la deuxième partie de ce chapitre. Les paramètres mesurés seront présentés et les résultats de mesure seront expliqués. En s'appuyant sur ces données de mesures, les stratégies d'extraction des paramètres du modèle seront discutées et présentées. Une fois les paramètres du modèle SPICE du transistor bipolaire à fort gain obtenus, ce modèle sera implanté dans l'outil de simulation Pspice. Les résultats de simulation électrique seront comparés aux résultats expérimentaux. Le modèle SPICE du transistor bipolaire à fort gain pourra aussi être validé. Nous proposerons alors un modèle électrique pour le TBBS.

III. 2. Modèle SPICE d'Ebers-Moll

Il existe plusieurs modèles SPICE qui décrivent les phénomènes électriques au sein du transistor bipolaire. Parmi eux les modèles d'Ebers-Moll et de Gummel-Poon sont les plus largement utilisés par les chercheurs et les fabricants de l'industrie des semi-conducteurs [52]. Ces deux modèles SPICE sont également intégrés dans beaucoup d'outils de simulation électrique comme l'Allegro Pspice [53]. Nous allons nous intéresser dans un premier temps au modèle d'Ebers-Moll.

Le transistor bipolaire étant constitué de deux jonctions PN, nous pouvons le considérer comme deux diodes connectées en anti-série avec des anodes liées ensemble. Si l'on prend le point commun de ces deux diodes comme l'électrode de la Base, cette structure à trois électrodes peut être modélisée comme dans la Figure III. 1-1.

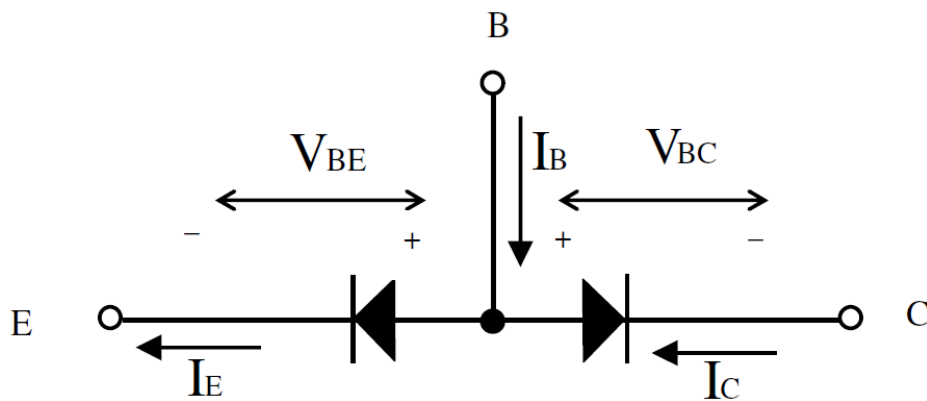


Figure III. 2-1 : Structure équivalente d'un transistor bipolaire avec deux diodes connectées en anti-série.

Le point commun au milieu est défini comme l'électrode de Base. Les deux autres électrodes sont nommées respectivement comme Emetteur et Collecteur du transistor bipolaire. Même si les deux diodes de la Figure III. 2-1 semblent indépendantes l'une de l'autre, on peut remarquer qu'elles sont fortement dépendantes puisque les deux jonctions PN du transistor bipolaire sont associées ensemble et subissent les mêmes conditions externes. Les courants et les tensions traversant l'une des deux diodes sont influencés et conditionnés par l'autre. Le comportement électrique de ces deux diodes peut être décrits mathématiquement par les équations de diodes conventionnelles avec des termes distincts, comme le courant de

saturation inverse I_S et le facteur d'idéalité n . Quand les deux jonctions (PN) sont connectées, la région de Base est commune aux deux diodes. Par exemple, quand un transistor bipolaire travaille en régime linéaire, une partie du courant d'Emetteur contribue au courant qui traverse la jonction Base-Collecteur. La valeur du gain en courant à Base commune du transistor bipolaire, α_F , est généralement très proche de l'unité. Il représente la composante positive (I_F) du courant total du transistor bipolaire quand il travaille dans la zone linéaire en polarisation directe. Comme nous pouvons l'observer Figure III. 2-2.

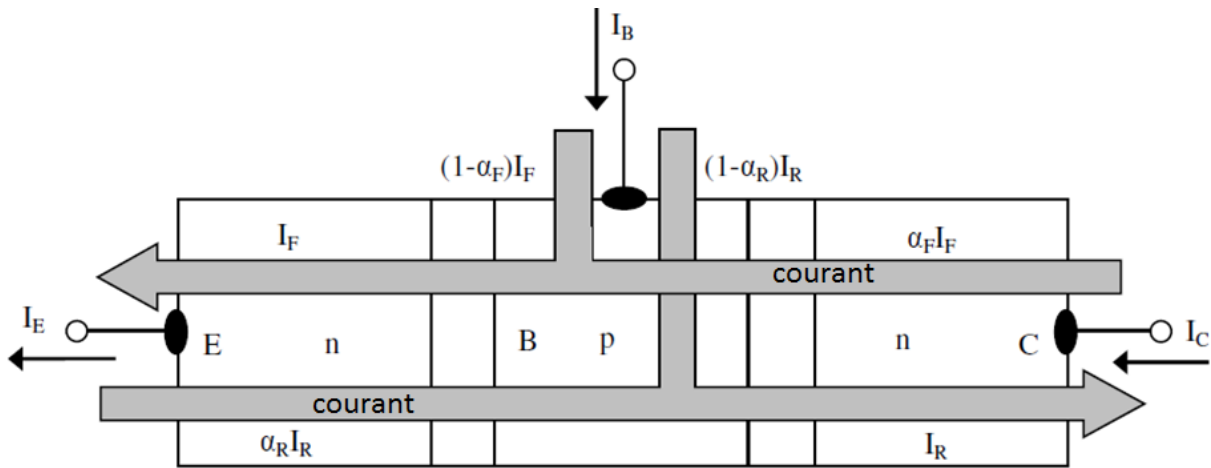


Figure III. 2-2 : Schéma représentatif du transistor bipolaire travaillant en polarisation directe. Les composantes positives et négatives du courant total (I_F et I_R) sont visibles.

Le transistor bipolaire peut également travailler en régime linéaire en polarisation inverse quand les polarisations des deux jonctions sont interverties. Dans ce cas-là, le courant du Collecteur arrive à la jonction Base-Emetteur et contribue au courant total de l'Emetteur. Dans le cas de bipolaires conventionnels, α_R est très petit, ce qui montre que le transistor bipolaire est beaucoup moins efficace quand il travaille dans sa zone linéaire en polarisation inverse.

On peut constater que le modèle d'Ebers-Moll tente de décrire le comportement des transistors bipolaires en s'appuyant sur le fait qu'ils sont constitués de deux diodes connectées en anti-série. Le courant total est déterminé par les équations conventionnelles d'une diode en introduisant les coefficients (α_F et α_R) qui servent à quantifier la dépendance entre les deux jonctions [54]. Le schéma électrique du modèle Ebers-Moll est illustré Figure III. 2-3.

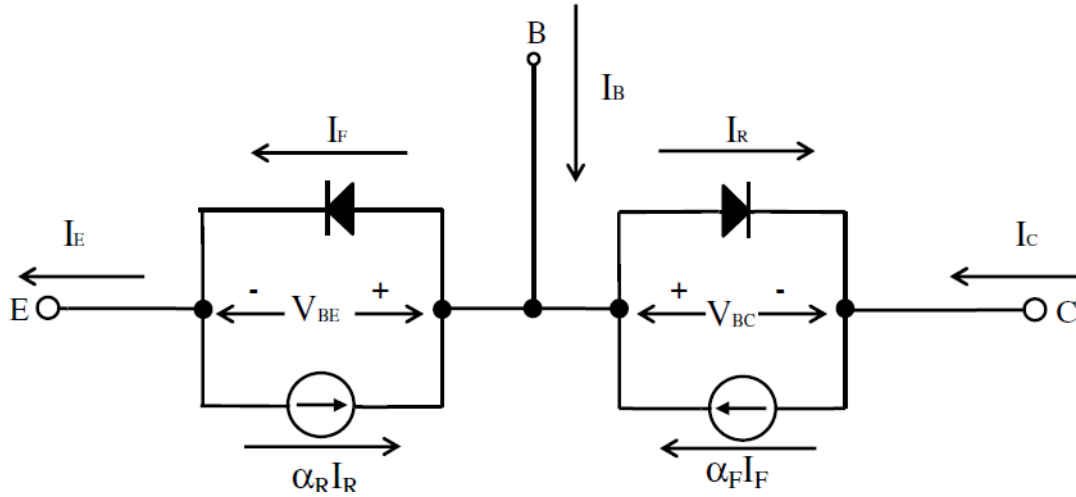


Figure III. 2-3 : Schéma électrique du modèle d'Ebers-Moll du transistor bipolaire. Les deux jonctions PN sont modélisées par des diodes et des sources de courant.

Dans la figure ci-dessus, les deux diodes modélisent les deux jonctions du transistor bipolaire. Deux sources de courant sont ajoutées dans le modèle afin de représenter la dépendance entre les deux jonctions. Cette dépendance est quantifiée par les gains en courant, en Base commune, en polarisation directe α_F et en polarisation inverse α_R [55]. Le courant positif I_F peut être exprimé par l'équation 3-1.

$$I_F = I_{SE} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) \quad \text{Equation 3-1}$$

V_{BE} représente la polarisation aux bornes de la jonction Base-Emetteur. I_{SE} est le courant de saturation inverse de cette jonction, qui peut être décrit par l'équation 3-2 ci-dessous :

$$I_{SE} = e \cdot AE \left(\frac{D_e n_i^2}{L_e N_e} + \frac{D_b n_i^2}{W_b N_b} \right) \quad \text{Equation 3-2}$$

- e : Charge élémentaire d'électron [$1,602 \times 10^{-19}$ C]
- AE : Surface active de la jonction Base-Emetteur [mm^2]
- D_e : Coefficient de diffusion des porteurs minoritaires dans l'Emetteur [cm^2/s]
- D_b : Coefficient de diffusion des porteurs minoritaires dans la Base [cm^2/s]
- n_i : Concentration intrinsèque de porteurs libres [$\text{at} \cdot \text{cm}^{-3}$]
- L_e : Longueur de diffusion dans l'Emetteur [cm]
- W_b : Epaisseur de la Base [μm]

- N_e : Niveau de dopage de la Base [at·cm⁻³]
- N_b : Niveau de dopage de la Base [at·cm⁻³]

A partir de cette équation, nous pouvons constater que, dans le modèle d'Ebers-Moll, le courant positif du transistor bipolaire est étroitement lié aux niveaux de dopage et aux dimensions géométriques des zone de Base et d'Emetteur. Cela est cohérent avec ce que l'on a observé durant l'étude menée sur la modélisation physique.

Comme mentionné précédemment, le courant total du transistor bipolaire est la somme du courant positif et du courant négatif. Le courant négatif peut être exprimé à l'aide de l'équation 3-3 :

$$I_R = I_{SC} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \quad \text{Equation 3-3}$$

Dans cette équation, le terme I_{SC} représente le courant de saturation inverse de la jonction Base-Collecteur. V_{BC} est la polarisation de cette jonction. Le terme I_{SC} peut être déterminé par l'équation 3-4 :

$$I_{SC} = e \cdot AE \left(\frac{D_C n_i^2}{L_C N_C} + \frac{D_b n_i^2}{W_b N_b} \right) \quad \text{Equation 3-4}$$

- D_C : Coefficient de diffusion des porteurs minoritaires dans le Collecteur [cm²/s]
- L_C : Longueur de diffusion dans le Collecteur [cm]
- N_C : Niveau de dopage du Collecteur [at·cm⁻³]

En tenant compte de la dépendance entre les deux jonctions PN qui sont représentées dans le modèle par les gains en courant en Base commune en direct α_F et en inverse α_R , nous pouvons déduire l'expression des courants dans chaque électrode en appliquant la loi de Kirchoff (équation 3-5, équation 3-6 et équation 3-7) :

$$I_E = I_F - \alpha_R I_R = I_{SE} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - \alpha_R I_{SC} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \quad \text{Equation 3-5}$$

$$I_C = \alpha_F I_F - I_R = \alpha_F I_{SE} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - I_{SC} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \quad \text{Equation 3-6}$$

$$I_B = I_E - I_C = (1 - \alpha_F) \cdot I_{SE} \left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1 \right) - (1 - \alpha_R) I_{SC} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right) \quad \text{Equation 3-7}$$

Ces trois équations s'appellent les Equations d'Ebers-Moll du transistor bipolaire. Pour un transistor bipolaire conventionnel, la valeur de α_F est proche de l'unité et celle de α_R est très souvent inférieure à 0,1. α_F est donc généralement beaucoup plus important que α_R .

Le modèle d'Ebers-Moll permet de décrire facilement l'état de conduction du transistor bipolaire dans ses quatre zones de fonctionnement qui sont respectivement linéaire direct, linéaire inverse, saturée et bloquée [56]. Les différents états de fonctionnement sont déterminés par la polarisation des deux jonctions. Par exemple, quand la jonction Base-Emetteur est polarisée en direct et celle de la Base-Collecteur en inverse, le terme $(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1)$ est beaucoup plus important que 1 et le terme $(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1)$ est très inférieur à 1. Par conséquent, le transistor bipolaire travaille dans sa zone linéaire, le courant de Collecteur et d'Emetteur est important et le courant de Base est faible, la chute de tension aux bornes du Collecteur et de l'Emetteur est importante. Si les deux jonctions sont polarisées en direct, le transistor bipolaire travaille dans sa zone de saturation, le courant de Collecteur est contrôlé par le circuit externe et la chute de tension V_{CE} est faible. Quand les deux jonctions sont polarisées en inverse, il n'y a que le courant de fuite qui circule entre le Collecteur et l'Emetteur, le transistor bipolaire est alors à l'état bloqué.

Le modèle d'Ebers-Moll est convenable pour décrire le fonctionnement du transistor bipolaire en conduction, mais beaucoup de phénomènes physiques au sein du transistor bipolaire sont négligés comme par exemple la modulation de la largeur de la Base, l'effet de forte injection et les phénomènes capacitifs. De plus, il n'est pas en mesure de décrire le comportement dynamique du transistor. Un modèle plus complexe qui permettrait de mieux décrire les phénomènes physiques du transistor bipolaire est alors proposé, il sera présenté dans le paragraphe suivant de ce chapitre.

III. 3. Modèle SPICE de Gummel-Poon

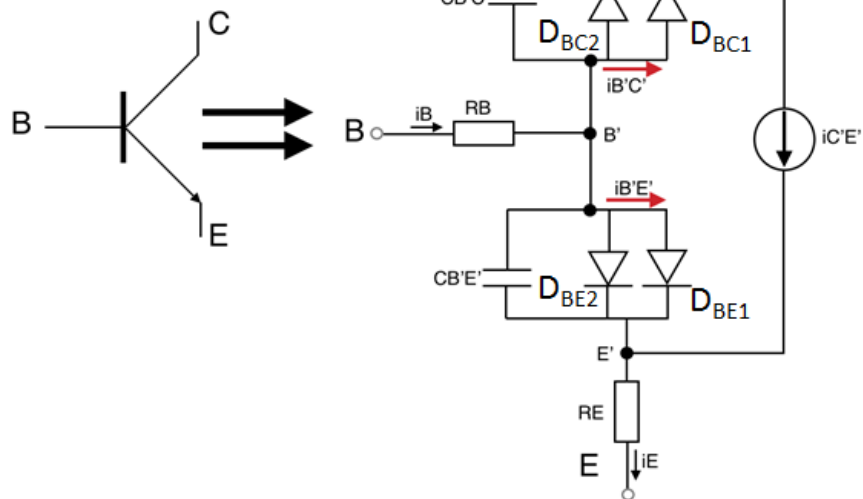
Après avoir présenté le modèle d'Ebers-Moll, nous allons présenter un modèle de transistor bipolaire plus complexe et précis. Hermann Gummel et H. C. Poon ont développé le modèle de Gummel-Poon qui tient compte des divers phénomènes physiques du transistor bipolaire qui ne sont pas inclus dans le modèle d'Ebers-Moll [57]. Cela nous permet de disposer d'un modèle beaucoup plus fiable pour estimer le comportement électrique du transistor bipolaire.

Le modèle électrique du transistor bipolaire proposé par Gummel et Poon se fonde sur l'équation des charges qui établit une liaison entre les caractéristiques des électrodes (conditions externes) et la charge dans la Base [58]. La charge dans la Base est composée de cinq parties, comme le souligne l'équation 3-8:

$$Q_b = Q_{b0} + Q_{je} + Q_{jc} + Q_{de} + Q_{dc} \quad \text{Equation 3-8}$$

Le terme Q_b représente la charge dans la zone de la Base à polarisation nulle. Q_{je} et Q_{jc} sont les charges associées aux capacités de déplétion des jonctions Base-Emetteur et Base-Collecteur. Q_{de} et Q_{dc} représentent respectivement les charges des porteurs minoritaires associés aux capacités de diffusion des jonctions Base-Emetteur et Base-Collecteur. Au fur et à mesure de l'augmentation du niveau d'injection, les capacités de diffusion augmentent, ce qui entraîne une décroissance du courant de collecteur. Ce phénomène important dans les transistors bipolaires n'est pas modélisé dans le modèle d'Ebers-Moll.

Le modèle de Gummel-Poon s'appuie, de manière plus importante, sur les paramètres physiques du transistor bipolaire. Afin d'utiliser le modèle Gummel-Poon dans les outils de simulation, beaucoup de paramètres physiques devront donc être définis puis implanter. Pour pouvoir les localiser, une structure physique de notre transistor bipolaire à fort gain est présentée Figure III. 3-1 et nous permet d'identifier les différents éléments physiques à extraire.



Nous pouvons constater, à partir de la Figure III. 3-1, que les jonctions Base-Emetteur et Base-Collecteur sont représentées par des diodes et les capacités de déplétion et de diffusion de ces deux jonctions ($C_{B'C'}$ et $C_{B'E'}$). Les résistances d'accès de chaque électrodes sont modélisées par les résistances équivalentes en série R_E , R_C et $R_{BB'}$. La source de courant entre l'Emetteur et le Collecteur modélise l'ensemble des courants (courant de diffusion et courant de recombinaison) traversant la région de Base.

La Figure III. 3-2. présente le schéma électrique équivalent du modèle de Gummel-Poon pour le transistor bipolaire. Il inclut les capacités de déplétion et de diffusion des jonctions Base-Emetteur et Base-Collecteur ainsi que les résistances d'accès. L'effet de forte injection est modélisé par le terme Q_b qui est dépendant de la polarisation de chaque jonction. Le phénomène de modulation de la largeur de Base (effet d'Early) est également compris dans ce modèle à travers la dépendance de la charge avec la tension imposée. Le courant de Base de la jonction Base-Emetteur est représenté par deux diodes connectées en parallèle, l'une idéale l'autre ayant un facteur d'idéalité beaucoup plus important que l'unité (pour tenir compte du courant de recombinaison qui a lieu à la surface). Cela traduit la dépendance importante du gain en courant avec les caractéristiques du transistor bipolaire à faible niveau d'injection. Les autres phénomènes physiques comme par exemple l'effet Kirk peut être inclut dans le modèle en rajoutant un coefficient de multiplication B au terme Q_{de} de l'équation 3-8 [59]. On peut observer que le modèle de Gummel-Poon est précis et en mesure de représenter les phénomènes physiques qui se développe au sein du transistor bipolaire.

Nous allons maintenant étudier le modèle de Gummel-Poon de manière quantitative. Les équations importantes du modèle seront présentées. Afin de les simplifier et de pouvoir les rendre plus compréhensibles, nous négligerons les chutes de tension sur les résistances d'accès R_E , R_C et $R_{BB'}$.

Tout d'abord, le potentiel thermique V_T est défini à l'aide de l'équation 3-9 :

$$V_T = \frac{kT}{e} = 8,6171E - 5 \times (T + 237,15) \quad \text{Equation 3-9}$$

Ici k est la constante de Boltzmann. T s'exprime en degré Celsius ($^{\circ}\text{C}$).

Le courant de Base peut être divisé en deux parties. Une partie représente le courant qui traverse la jonction Base-Emetteur (i_{BE}) et l'autre représente le courant qui traverse la

jonction Base-Collecteur (i_{BC}). Le courant de Base peut alors s'exprimer à l'aide de l'équation 3-10 :

$$i_B = i_{BE} + i_{BC} = \frac{i_F}{BF} + i_{BE(rec)} + \frac{i_R}{BR} + i_{BC(rec)} \quad \text{Equation 3-10}$$

Dans cette équation les termes i_F et i_R représentent respectivement le courant de diffusion en direct et en inverse, les termes BF et BR sont les gains en courant en Emetteur commun en polarisation directe et inverse. Le courant $i_{BE(rec)}$ est le courant de recombinaison de la jonction Base-Emetteur. Le courant $i_{BC(rec)}$ est le courant de recombinaison de la jonction Base-Collecteur [60]. Si l'on développe chaque terme de l'équation 3-10, on peut obtenir l'équation 3-11.

$$i_B = \frac{I_S}{BF} \left\{ \exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right) - 1 \right\} + I_{SE} \left\{ \exp\left(\frac{V_{BE}}{N_E V_T}\right) - 1 \right\} \\ + \frac{I_S}{BR} \left\{ \exp\left(\frac{V_{BC}}{N_R V_T}\right) - 1 \right\} + I_{SC} \left\{ \exp\left(\frac{V_{BC}}{N_C V_T}\right) - 1 \right\} \quad \text{Equation 3-11}$$

Dans l'équation ci-dessus, le terme I_S représente le courant de saturation inverse du transistor bipolaire. Les termes I_{SE} et I_{SC} sont identiques à ceux utilisés dans le modèle d'Ebers-Moll. Pour rappel, ils représentent respectivement les courants de saturation inverses des jonctions Base-Emetteur et Base Collecteur. N_F et N_R sont respectivement les coefficients d'émission du transistor bipolaire en direct et en inverse. N_E et N_C sont les facteurs d'idéalité des jonctions Base-Emetteur et Base-Collecteur. Leurs valeurs varient entre 1 et 2 en fonction de la nature des jonctions [61].

De la même manière, nous pourrions décrire le courant de Collecteur en d'appuyant sur l'équation 3-12 :

$$I_C = \frac{1}{NqB} (i_F - i_R) - \frac{i_R}{BR} - i_{BC(rec)} \quad \text{Equation 3-12}$$

A partir des équations des courants de diffusion et de recombinaison, on peut développer l'équation 3-12, et aboutir à celle qui est présenté ci-dessous :

$$i_C = \frac{I_S}{N_{qB}} \left\{ \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right) - 1 \right] - \left[\exp\left(\frac{V_{BC}}{N_R V_T}\right) - 1 \right] \right\} - \frac{I_S}{N_{qB}} \left[\exp\left(\frac{V_{BC}}{N_R V_T}\right) - 1 \right] - I_{SC} \left[\exp\left(\frac{V_{BC}}{N_C V_T}\right) - 1 \right]$$

Equation 3-13

Le terme N_{qB} représente la charge de la Base. Il est composé de deux parties distinctes q_{1S} et q_{2S} :

$$N_{qB} = \frac{q_{1S}}{2} (1 + \sqrt{1 + 4q_{2S}})$$

Equation 3-14

q_{1S} traduit la croissance du courant de Collecteur avec l'augmentation de la tension de modulation de la largeur de la Base. L'autre terme q_{2S} de l'équation 3-14 représente la décroissance du courant de Collecteur quand ce dernier dépasse le courant de roll-off I_{KF} en direct ou I_{KR} en inverse. Il représente l'effet de forte injection du transistor bipolaire. q_{1S} et q_{2S} sont visibles équation 3-15 et équation 3-16.

$$q_{1S} = \frac{1}{1 - \frac{V_{BE}}{V_{AR}} - \frac{V_{BC}}{V_{AF}}}$$

Equation 3-15

$$q_{2S} = \frac{I_S}{I_{KF}} \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right) - 1 \right] + \frac{I_S}{I_{KR}} \left[\exp\left(\frac{V_{BC}}{N_R V_T}\right) - 1 \right]$$

Equation 3-16

Dans l'équation 3-15, V_{AR} et V_{AF} sont respectivement les tensions d'Early en inverse et en direct. Elles traduisent l'effet de modulation de la largeur de la Base du transistor bipolaire. Ces termes seront utilisés lors de la modélisation des paramètres non-linéaires. Le terme q_{2S} est directement lié aux termes I_{KF} et I_{KR} , qui jouent un rôle important en forte injection.

Les équations qui serviront à décrire les résistances, les capacités et le comportement transitoire du transistor bipolaire seront également intégrées dans le modèle de Gummel-Poon. Ces équations seront présentées en détail dans la suite du paragraphe. Toutes ces équations et paramètres permettront de décrire précisément le comportement électrique du transistor bipolaire dans toutes ses zones de fonctionnement.

III. 4. Banc de mesure dédié à la modélisation électrique

Une trentaine de paramètres sont présentés dans le modèle Gummel-Poon. Ils sont utilisés dans les équations qui décrivent les différents comportements électriques du transistor bipolaire (cf. Annexe 2). La plupart des paramètres du modèle ont leurs propres significations physiques. La détermination de ces paramètres nécessitera de caractériser expérimentalement le transistor bipolaire à fort gain.

Les paramètres du modèle de Gummel-Poon peuvent être classés en quatre catégories majeures – paramètres ohmiques, paramètres capacitifs, paramètres DC non linéaire et paramètres transitoires (dynamique et bruit). L'extraction des paramètres ohmiques nécessitera de mesurer les résistances d'accès du transistor bipolaire. L'extraction des paramètres capacitifs s'appuiera sur les données des capacités de jonction. Les paramètres DC non linéaire seront extraits à partir des courbes de Gummel et des réseaux de sortie (I_C - V_{CE}) en direct et en inverse. Afin d'obtenir toutes les données requises, il sera donc nécessaire de développer une procédure expérimentale qui nous permettra d'extraire les caractéristiques souhaitées.

Les caractérisations ont été faites sur le site de Polytech'Tours et sur la plateforme CERTEM du GREMAN. Un banc de mesure a été construit afin de satisfaire aux exigences des mesures. Nous nous sommes appuyés sur les techniques d'extraction décrites dans l'article [62]. Toutes les mesures ont été effectuées sur une puce coupée afin de minimiser les éléments parasites du wafer et du packaging qui peuvent influencer particulièrement les paramètres DC non linéaires. Nous disposons sur un même wafer de trois gammes de puce dont la surface active est différente (Figure III. 4-1).

Les surfaces actives des trois gammes de puces sont respectivement de 16 mm^2 , 25 mm^2 et 65 mm^2 . Les puces ayant une surface active de 25 mm^2 ont été retenues pour construire les TBBS. Nous avons coupé les puces du wafer et les avons préparées pour réaliser les différentes mesures.

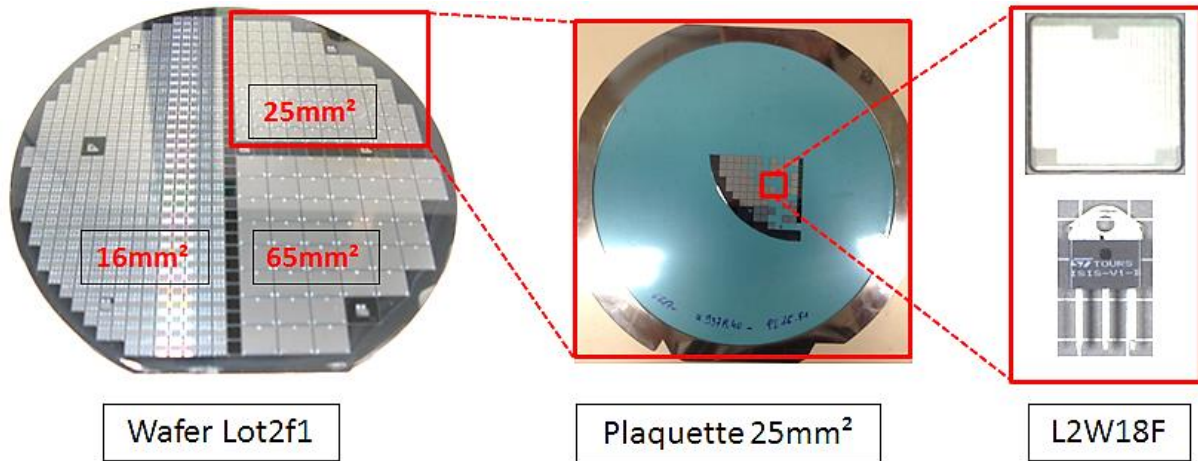


Figure III. 4-1 : Préparation des puces pour extraire les paramètres du modèle de Gummel-Poon.

La structure de notre transistor bipolaire à fort gain est verticale. La face arrière est le Collecteur, les trois carrés en face avant du puce L2W18F 25 mm² visible sur Figure III. 4-1 sont respectivement le contact de la Base (en haut) et les deux contacts de l'Emetteur (en bas).

Nous avons décidé d'utiliser un testeur sous pointes pour accéder directement aux contacts des composants à tester. L'ensemble du banc de mesure est présenté Figure III. 4-2. La station sous pointes que nous avons utilisée est une station Summit12000 de Cascade Microtech. Quatre voies (Force et Sense) sont disponibles pour les quatre contacts de la puce. Les pointes utilisées se nomment DCP-HTR et nous permettent de réaliser des mesure I-V et C-V. Le courant admissible pour les pointes est de 200 mA au maximum. Pour des raisons de sécurité, le courant de test ne pourra pas dépasser 100 mA. Normalement, ce testeur n'est pas compatible avec les puces coupées car les pointes peuvent faire bouger l'échantillon testé. Nous avons donc implanté un support fiable pour maintenir et fixer la puce durant la mesure. Il est également nécessaire de manipuler les pointes qui sont beaucoup plus dure que la couche de métallisation de la puce avec prudence lors de mise en contact avec les plots. Une vérification visuelle sous microscope de la puce est fortement recommandée après la mise en contact afin d'éviter d'endommager la surface de la puce.

Le sourcemètre Keithley 2636A est un appareil d'alimentation ainsi qu'un appareil de mesure. Il est souvent utilisé lors de la caractérisation I-V sur les bancs de test. Ses multicanaux nous permettent de contrôler la polarisation du transistor bipolaire à fort gain tout en surveillant le courant de Base et de Collecteur. Ce sourcemètre a été également utilisé pour

effectuer les caractérisations telles que I_B-V_{BE} et I_C-V_{BE} à partir desquelles certains paramètres non linéaires seront extraits.

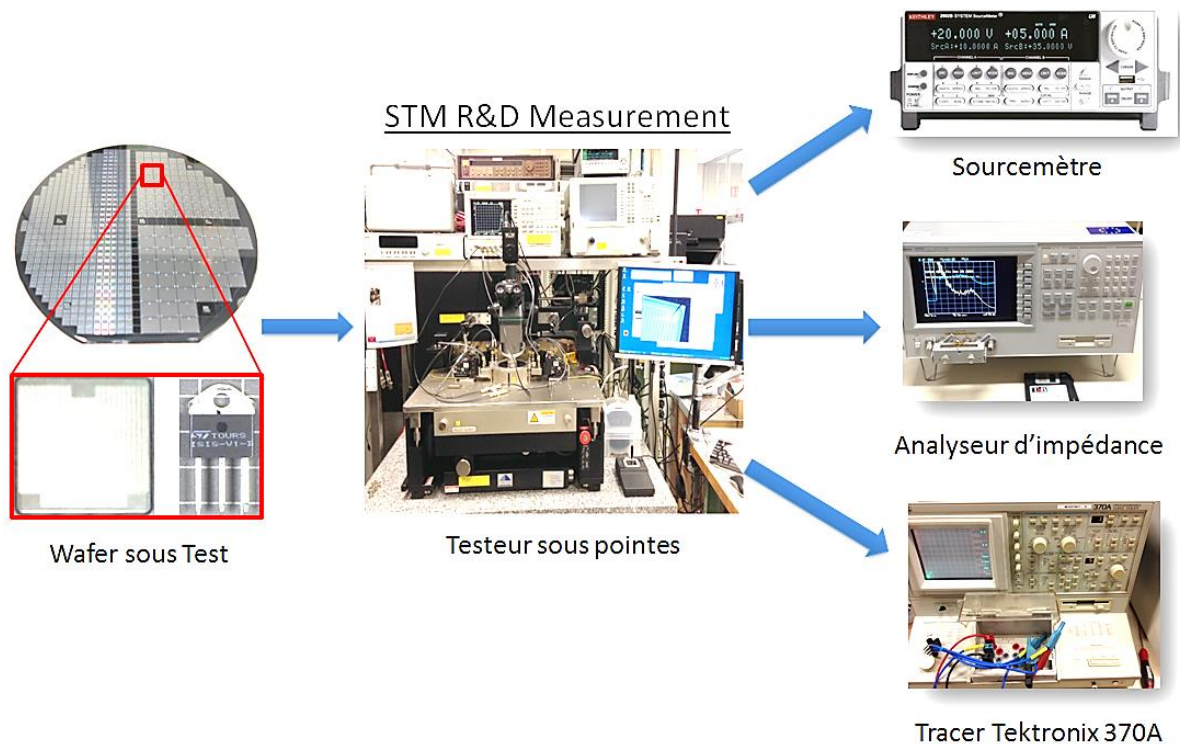


Figure III. 4-2 : Banc de mesure dédié à l'extraction des paramètres nécessaires à la modélisation électrique du transistor bipolaire à fort gain.

L'analyseur d'impédance Agilent 4294A a été utilisé pour réaliser les mesures C-V des capacités de chaque jonction. Cela nous a permis d'extraire les paramètres capacitifs du modèle Gummel-Poon. Le traceur Tektronix 370A a été utilisé ici pour réaliser les caractérisations à l'état bloqué. Les courbes nous ont permis d'extraire certains paramètres DC. Nous pouvons souligner que toutes les mesures et caractérisations seront effectuées en polarisation directe et inverse afin d'obtenir le modèle électrique le plus précis possible. En termes de manipulation, il nous a fallu repositionner chaque fois les pointes de manière très précise pour basculer de l'état bloqué à l'état passant (et vice-versa) car la puce est fixée sur le support. Le mouvement des pointes pourrait provoquer des dommages à la surface de la puce ou un mauvais contact.

Afin de s'assurer que les résultats de mesure soient le plus précis et le plus représentatif possible, nous avons caractérisé 5 puces différentes du même lot et la valeur moyenne a été retenue.

III. 5. Résultats de caractérisation et extraction des paramètres du modèle

Dans ce paragraphe, la stratégie d'extraction des paramètres du modèle de Gummel-Poon sera introduite. La modélisation électrique du transistor bipolaire à fort gain s'appuie sur des mesures et caractérisations expérimentales. La présentation des résultats de mesures sera donc essentielle lors de l'extraction de chaque catégorie de paramètres. Par exemple, le paramètre ohmique du modèle de Gummel-Poon comme la résistance de l'Emetteur, R_E , nécessite de mesurer la chute de tension aux bornes du composant, V_{CE} , en fonction du courant de Base I_B . Pour le paramètre capacitif C_{jc} , il sera nécessaire de connaître l'évolution de la capacité de jonction Base-Collecteur C_{BC} avec la polarisation de la jonction Base-Emetteur V_{BE} . L'extraction du paramètre DC qui s'appelle V_{AF} nécessitera de travailler sur le réseau de sortie en direct du transistor bipolaire à fort gain. Tous les résultats de mesures et les courbes associées seront présentés avant d'introduire les équations et les techniques d'extraction de chaque paramètre.

Pour mieux appréhender les procédures d'extraction, les équations utilisées seront expliquées en détail pour chaque paramètre. Les techniques principales d'extraction comme la régression linéaire, la fonction de coût et l'itération, seront également introduites pendant l'extraction des paramètres. En général, la présentation de la stratégie d'extraction de paramètres suivra les démarches suivantes : mesure – théorie et méthode d'extraction – résultat d'extraction. Nous allons nous intéresser dans un premier temps à l'extraction des paramètres résistifs.

III. 5. 1. Mesures et extraction des paramètres ohmiques

Les éléments résistifs jouent un rôle important sur le comportement électrique des transistors bipolaires. A forte injection les éléments résistifs qui se situent entre le Collecteur et l'Emetteur peuvent fortement influencer la courbe de Gummel. Les éléments résistifs sur la Base peuvent également impacter le gain en courant du transistor bipolaire en influençant la valeur du courant de Base. Il est donc important de les caractériser finement pour établir un bon modèle électrique.

Les paramètres ohmiques sont extraits au début de la procédure parce qu'ils sont indépendants des autres paramètres du modèle. On les utilisera lors de la calibration des autres paramètres. Il y a quatre paramètres ohmiques dans le modèle de Gummel-Poon, qui sont respectivement R_E , R_C , R_{bm} et R_B (Figure. II. 2-2). Le paramètre R_E est la résistance d'accès de l'Emetteur. Elle est constituée de la somme de la résistance de la couche N^+ d'Emetteur et du packaging sur l'Emetteur (les fils de bonding et les pattes). R_C représente principalement la résistance de la couche d'épitaxie N^- du substrat et du packaging sur le Collecteur. R_{bm} s'appelle la résistance minimale de la Base en forte injection. Dans la modèle, la valeur de la résistance équivalente de la Base, R_B , est identique à celle de R_{bm} .

III. 5. 1. (a). Présentation du circuit de caractérisation et des résultats de mesures

L'extraction de R_E est tout d'abord présentée. La résistance de l'Emetteur est physiquement localisée entre le point interne de l'Emetteur et son électrode externe. Quand un courant de Base est imposé et que l'Emetteur est connecté au point de référence, nous pouvons obtenir une tension V_{CE} qui est proportionnelle au courant de Base. Si nous dérivons cette tension en fonction du courant de Base I_B , le paramètre R_E équivalent pourra être déterminé. Le schéma représentatif du circuit de caractérisation est présenté Figure III. 5-1 (a).

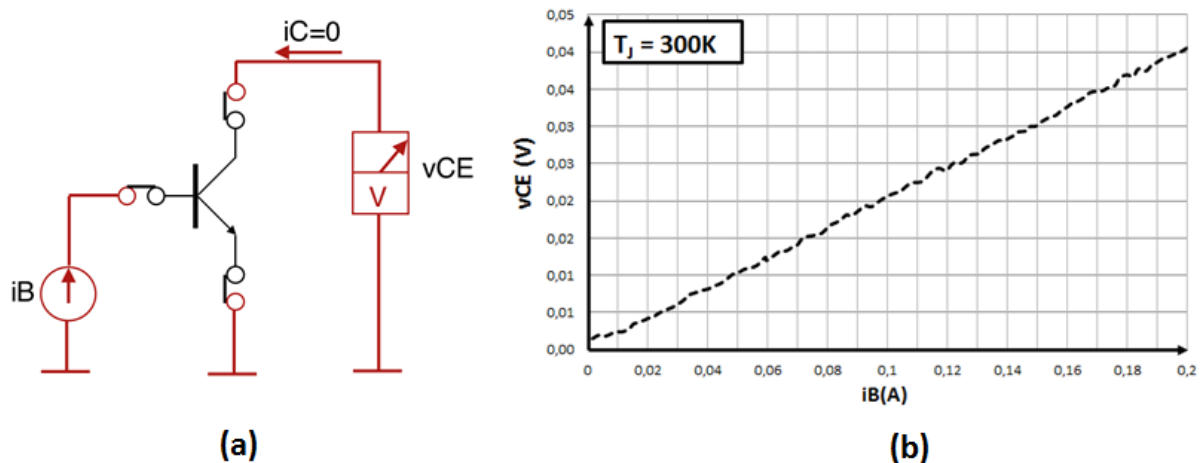


Figure III. 5-1 : (a) Schéma représentatif du circuit de caractérisation pour l'extraction de R_E . (b) Résultat de mesure de V_{CE} en fonction de I_B .

A partir de la Figure III. 5-1 (a), on peut constater que le courant de Base imposé traverse la jonction Base-Collecteur, en même temps que le Collecteur du transistor bipolaire

à fort gain est connecté à un potentiomètre (le Collecteur est ouvert). Cette configuration de mesure s'appelle la méthode de « flyback ». Les éléments résistifs sur l'Emetteur du transistor bipolaire à fort gain entraînent une chute de tension V_{CE} . La courbe de V_{CE} en fonction d' I_B est présentée Figure III. 5-1 (b). Nous pouvons constater que l'évolution de V_{CE} est linéaire. La valeur théorique de la tension mesurée peut être exprimée en s'appuyant sur l'équation ci-dessous [63] :

$$V_{CE} = V_T \times \ln\left(\frac{1}{AI}\right) + i_B R_E \quad \text{Equation 3-17}$$

Dans cette équation le terme AI est le coefficient d'amplification du courant à Base commune lors de la polarisation inverse. Il est constant dans le cas de notre transistor bipolaire à fort gain. Afin d'obtenir le paramètre R_E équivalent, l'équation 3-17 est dérivée en fonction du courant de Base. Ce qui nous donne :

$$R_E = \frac{\partial V_{CE}}{\partial i_B} \quad \text{Equation 3-18}$$

L'évolution de R_E est présentée Figure III. 5-2. Comme la dérivée de la chute de tension V_{CE} en fonction du courant de Base I_B est variable, la valeur finale de R_E sera calculée à partir de la section linéaire de la courbe. Nous pouvons remarquer que le choix de la section de données est crucial pour l'exactitude de l'extraction du paramètre. Un mauvais choix de données de mesure pourra entraîner des valeurs des paramètres extraits incorrectes.

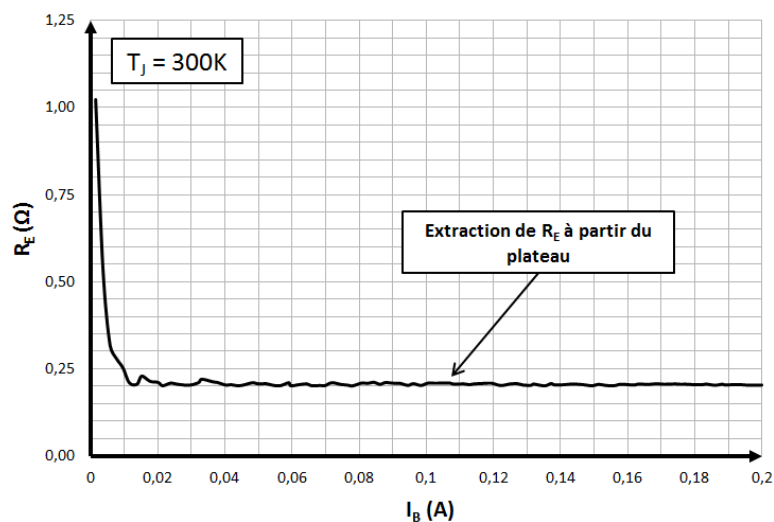


Figure III. 5-2 : Courbe représentant la dérivation de la courbe V_{CE} en fonction d' I_B , le paramètre R_E est extrait à partir de la partie linéaire (plateau).

Pour extraire le paramètre R_C – la résistance d'accès du Collecteur, nous avons utilisé les mêmes techniques de mesure et d'extraction. Cette fois il nous faut laisser l'Emetteur en l'air et observer l'évolution de V_{EC} en fonction du courant de Base imposé, I_B , qui traverse la jonction Base-Collecteur. La valeur finale de R_C pourra être obtenue à partir du plateau horizontal de la courbe de R_C en fonction d' I_B .

III. 5. 1. (b). Résultats d'extraction des paramètres ohmiques

Afin de s'assurer de l'exactitude des résultats d'extraction, plusieurs puces ont été mesurées sous les mêmes conditions de test. La valeur moyenne sera prise comme la valeur finale du paramètre. Les résultats d'extraction de R_E et de R_C sont présentés dans le Tableau III. 5-1.

Tableau III. 5-1 : Résultats d'extraction du paramètre R_E et R_C du modèle Gummel-Poon du transistor bipolaire à fort gain.

Puce	N°1	N°2	N°3	N°4	N°5	Moyenne
$R_E (\Omega)$	0,20	0,19	0,22	0,20	0,19	0,20
$R_C (\Omega)$	0,34	0,35	0,36	0,37	0,33	0,35

A partir du tableau ci-dessus, on peut constater que R_C est plus grande que R_E . La valeur moyenne de R_C est de 0,35 Ω et celle de R_E est de 0,20 Ω . Ce résultat peut être expliqué par le faible niveau de concentration de la couche d'épitaxie (de l'ordre de 1×10^{14} at·cm⁻³) par rapport à celui de la couche d'Emetteur (de l'ordre de 1×10^{18} at·cm⁻³). De plus, l'épaisseur de la couche d'épitaxie et de Collecteur est beaucoup plus importante que celle de l'Emetteur (environ 2 μ m). Tout cela contribue à augmenter la résistance de Collecteur par rapport à la résistance de l'Emetteur.

Parmi les quatre paramètres ohmiques du modèle de Gummel-Poon, il reste encore R_{bm} et R_B à déterminer. Les techniques de mesure et d'extraction sont différentes de celles utilisées pour extraire R_E et R_C . Il existe plusieurs méthodes pour déterminer la résistance de Base : soit on utilise la partie linéaire de la mesure DC, soit on utilise le paramètre S11 de la mesure de bruit. Nous avons utilisé la première méthode pour extraire la résistance de Base. L'approche est similaire à la méthode « flyback » présentée précédemment. Cette fois il nous

faut mesurer la polarisation de la jonction Base-Emetteur. La configuration de mesure est présentée Figure III. 5-3.

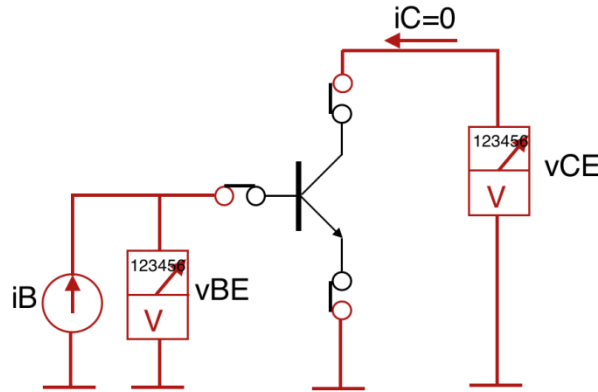


Figure III. 5-3 : Schéma représentatif du circuit de caractérisation pour l'extraction du paramètre R_{bm} .

En comparant ce circuit de caractérisation avec celui utilisé pour l'extraction du R_E , nous pouvons constater qu'un voltmètre est ajouté aux bornes de la jonction Base-Emetteur. Cela nous permet de connaître l'évolution de la tension V_{BE} en fonction du courant de Base I_B . L'expression de V_{BE} peut s'exprimer à l'aide de l'équation 3-19 présentée ci-dessous.

$$V_{BE} = i_B R_E + i_B R_{bm} + V_{B'E'} \quad \text{Equation 3-19}$$

Dans cette équation, le terme $V_{B'E'}$ représente le potentiel interne de la jonction Base-Emetteur. Afin de simplifier l'équation 3-19, on substitue le terme $i_B R_E$ par l'équation 3-17, on obtient alors :

$$\frac{V_{BE} - V_{CE}}{i_B} = \frac{V_{B'E'} - V_T \times \ln\left(\frac{1}{\beta I}\right)}{i_B} + R_{bm} \quad \text{Equation 3-20}$$

Pour rappel, le paramètre β est le coefficient d'amplification du courant inverse en Base commune. Il est constant dans le cas de notre transistor bipolaire à fort gain. Le potentiel interne de la jonction Base-Emetteur $V_{B'E'}$ peut être considéré approximativement comme une constante à l'état passant. Nous obtenons donc :

$$V_{B'E'} - V_T \times \ln\left(\frac{1}{\beta I}\right) = \text{constante} \quad \text{Equation 3-21}$$

Pour extraire le paramètre R_{bm} , la technique de régression linéaire a été appliquée sur l'équation 3-20. Les termes de la régression linéaire sont présentés dans les équations ci-dessous.

$$y = b + ax \quad \text{Equation 3-22}$$

$$y = \frac{V_{BE} - V_{CE}}{i_B} \quad \text{Equation 3-23}$$

$$b = R_{bm} \quad \text{Equation 3-24}$$

$$a = V_{B'E'} - V_T \times \ln\left(\frac{1}{A\beta}\right) \quad \text{Equation 3-25}$$

$$x = \frac{1}{i_B} \quad \text{Equation 3-26}$$

A l'aide des équations ci-dessus, nous pouvons tracer la courbe linéaire $\frac{V_{BE}-V_{CE}}{i_B}$ en fonction de $\frac{1}{i_B}$ où V_{BE} et V_{CE} sont des données mesurées. La régression linéaire peut ensuite être appliquée. L'intersection de cette courbe avec l'axe Y est le paramètre R_{bm} . Nous avons effectué les mesures sur trois échantillons. Les résultats de la régression linéaire ainsi que les valeurs de R_{bm} sont présentés dans le Tableau III. 5-2.

Tableau III. 5-2 : Résultats d'extraction du paramètre R_{bm} via la régression linéaire

Puce	N°1	N°2	N°3	Moyenne
Equation de régression linéaire	$y = 0,52x + 3,15$	$y = 0,50x + 2,90$	$y = 0,52x + 3,01$	NA
Coefficient de détermination R^2	0,9996	0,9976	0,9983	NA
$R_{bm} (\Omega)$	3,15	2,90	3,01	3,02

A partir de ce tableau, nous pouvons observer que les coefficients de détermination sont assez proches de l'unité, ce qui implique la bonne linéarité des courbes obtenues. La valeur moyenne du point d'intersection des courbes est de 3,02. Le résultat d'extraction de R_{bm} est donc de 3,02 Ω . Le paramètre R_B ne pourra pas être déterminé par cette méthode, on utilisera la même valeur que R_{bm} . Il faut souligner que les valeurs obtenues des paramètres

ohmiques sont juste une première estimation. Toutes ces valeurs devront être calibrées et affinées via les courbes de Gummel en direct et en inverse.

III. 5. 2. Mesures et extraction des paramètres capacitifs

Les paramètres capacitifs du modèle de Gummel-Poon modélisent l'influence des éléments capacitifs sur le comportement électrique du transistor bipolaire [64]. Sachant que le transistor bipolaire est composé de deux jonctions PN, celles-ci pourront être modélisées par une capacité de déplétion et de diffusion. Les éléments capacitifs de la jonction Base-Emetteur seront modélisés à l'aide de trois paramètres C_{JE} , V_{JE} et M_{JE} . Qui sont respectivement la capacité de déplétion de la jonction Base-Emetteur en polarisation nulle, le potentiel « built-in » de la jonction Base-Emetteur et le facteur exponentiel de la jonction Base-Emetteur. Les paramètres capacitifs sont relativement indépendants des autres paramètres du modèle, donc nous les extrairons avant les paramètres DC.

III. 5. 2. (a). Présentation du circuit de mesure et des résultats de caractérisation

Le testeur sous pointes et l'analyseur d'impédance ont été utilisés pour effectuer les mesures C-V de chaque jonction du transistor bipolaire à fort gain. Pour la mesure de la capacité de la jonction Base-Emetteur, il faut faire un balayage de la tension appliquée entre les bornes des électrodes de Base et d'Emetteur en gardant le Collecteur en l'air. Le schéma représentatif de la configuration de mesures utilisée est présenté Figure III. 5-4.

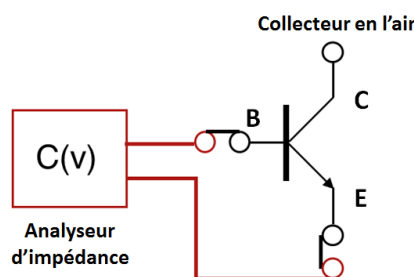


Figure III. 5-4 : Schéma représentatif des mesures de paramètres capacitifs du modèle Gummel-Poon

Le comportement de la capacité de la jonction Base-Emetteur C_{BE} peut être divisé en deux cas différents en fonction du niveau de polarisation appliqué aux bornes de la jonction. Quand la polarisation est grande, plus précisément $V_{BE} > F_C \times V_{JE}$, C_{BE} peut être modélisé par l'équation 3-27 présentée ci-dessous :

$$C_{BE} = \frac{C_{JE}}{\left(1 - \frac{V_{BE}}{V_{JE}}\right)^{M_{JE}}} \quad \text{Equation 3-27}$$

Dans le cas où $V_{BE} < F_C \times V_{JE}$, C_{BE} s'exprime à l'aide de l'équation 3-28.

$$C_{BE} = \frac{C_{JE}}{(1 - F_C)^{(1+M_{JE})}} \times \left[1 - F_C(1 + M_{JE}) + M_{JE} \times \frac{V_{BE}}{V_{JE}} \right] \quad \text{Equation 3-28}$$

Dans les deux équations ci-dessus, le facteur exponentiel, M_{JE} , de la jonction varie en fonction de la nature de la jonction. Si la jonction est linéaire, la valeur de M_{JE} est d'environ 0,33, sinon sa valeur est de 0,50. Le paramètre F_C est le coefficient de commutation de la capacité en polarisation directe. Il est constant et égal à 0,5 dans le modèle de Gummel-Poon.

Grâce à l'équation 3-27, nous pouvons extraire la valeur de C_{JE} directement à partir des résultats de mesures C_{BE} - V_{BE} . Il faut rappeler que C_{JE} représente la capacité de déplétion de la jonction Base-Emetteur en polarisation nulle. Quand V_{BE} est égale à 0, nous avons $C_{BE} = C_{JE}$ quelle que soit la valeur de M_{JE} et de V_{JE} . Le résultat de la mesure C-V de la jonction Base-Emetteur de notre transistor est présenté Figure III. 5-5. A partir de V_{BE} égal à 0, nous pouvons constater que C_{BE} est égal à 4,87nF, cela signifie que la valeur du paramètre C_{JE} du modèle peut être fixée à 4,87nF.

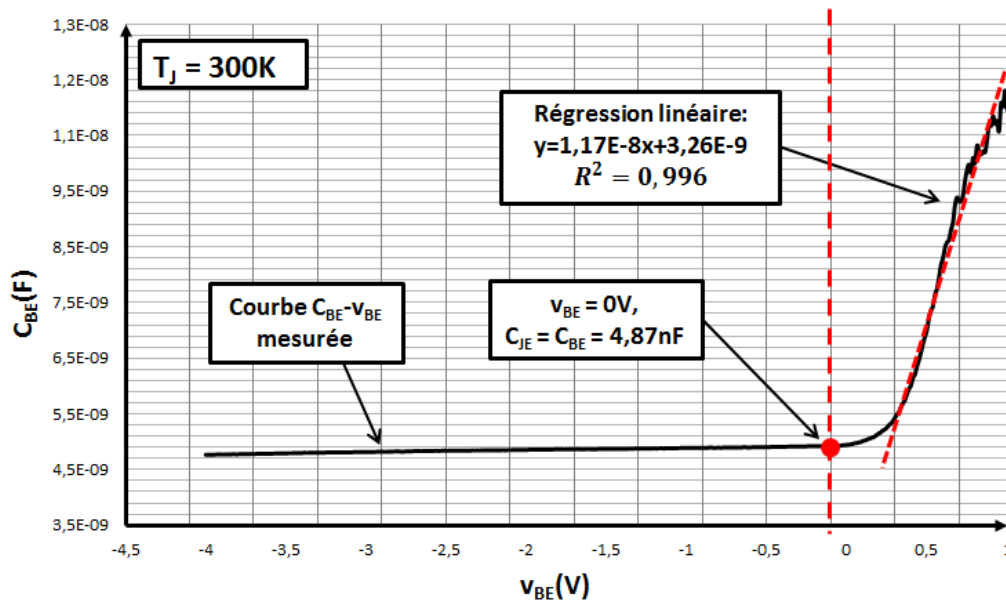


Figure III. 5-5 : Résultats de la mesure C-V de la jonction Base-Emetteur du transistor bipolaire à fort gain. Les éléments importants pour l'extraction des paramètres capacitifs du modèle de Gummel-Poon sont marqués.

Pour les autres paramètres capacitifs de la jonction Base-Emetteur, leur extraction est fondée sur l'équation 3-28. Les techniques de régression linéaire et d'identification des paramètres seront utilisées pour déterminer leurs valeurs exactes. Tout d'abord, l'équation 3-28 pourra être réécrit comme ci-dessous :

$$C_{BE} = \frac{C_{JE}}{(1 - F_C)^{(1+M_{JE})}} \times [1 - F_C(1 + M_{JE})] + \left[\frac{C_{JE}}{(1 - F_C)^{(1+M_{JE})}} \times \frac{M_{JE}}{V_{JE}} \right] \times V_{BE}$$

Equation 3-29

L'équation 3-29 peut être considérée comme une équation linéaire ayant une seule variable V_{BE} . Les autres paramètres de cette équation peuvent être considérés comme constant. Nous aboutissons alors aux équations présentées ci-dessous :

$$y = b + ax$$

Equation 3-30

$$y = C_{BE}$$

Equation 3-31

$$b = \frac{C_{JE}}{(1 - F_C)^{(1+M_{JE})}} \times [1 - F_C(1 + M_{JE})]$$

Equation 3-32

$$a = \left[\frac{C_{JE}}{(1 - F_C)^{(1+M_{JE})}} \times \frac{M_{JE}}{V_{JE}} \right]$$

Equation 3-33

$$x = V_{BE}$$

Equation 3-34

Grâce aux équations présentées ci-dessus, nous pouvons déterminer les valeurs des paramètres V_{JE} et M_{JE} en appliquant la régression linéaire. Le choix de données retenues pour C_{BE} et V_{BE} est crucial pour la précision des paramètres extraits. V_{JE} et M_{JE} devront être extraits à partir en s'appuyant sur la partie linéaire de la mesure C-V quand la valeur de V_{BE} est supérieure à 0V. Une autre condition préliminaire à remplir est qu'il faut que la valeur de V_{BE} soit supérieure au produit de F_C avec V_{JE} . La deuxième condition est plus difficile à remplir parce que la valeur de V_{JE} est inconnue avant l'extraction. Une première estimation de la valeur de V_{JE} sera réalisée pour déterminer la plage de données à traiter.

Nous disposons de deux méthodes pour estimer la valeur du potentiel built-in V_{JE} . Soit en utilisant l'équation analytique, soit en réalisant des simulations physiques, soit en utilisant l'équation analytique 3-35 présentée ci-dessous :

$$V_{bi} = \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{N_a N_d}{n_i^2} \right) = V_T \ln \left(\frac{N_a N_d}{n_i^2} \right) \quad \text{Equation 3-35}$$

- N_d : Niveau de dopage dans la région de l'Emetteur [$\text{at}\cdot\text{cm}^{-3}$]
- N_a : Niveau de dopage dans la région de la Base [$\text{at}\cdot\text{cm}^{-3}$]
- n_i : Concentration intrinsèque de porteurs libres [$\text{at}\cdot\text{cm}^{-3}$]
- V_T : Potentiel thermique $= \frac{kT}{e}$ [V]

Nous pouvons souligner que cette équation est valable pour les jonctions PN homogènement dopées, ce qui signifie que les niveaux de dopage de la Base N_a , et de l'Emetteur N_d , sont constants. Cela n'est pas le cas pour notre transistor bipolaire, la Figure III. 5-6 présente le profil de concentration (net doping) de la jonction Base-Emetteur du transistor bipolaire à fort gain. Nous pouvons constater que la distribution des dopants suit une loi Gaussienne. Dans ce cas, l'application de l'équation 3-35 entraînera une erreur importante pour l'estimation de V_{JE} . C'est la raison pour laquelle nous choisirons la simulation physique pour effectuer les premières estimations de la valeur de V_{JE} .

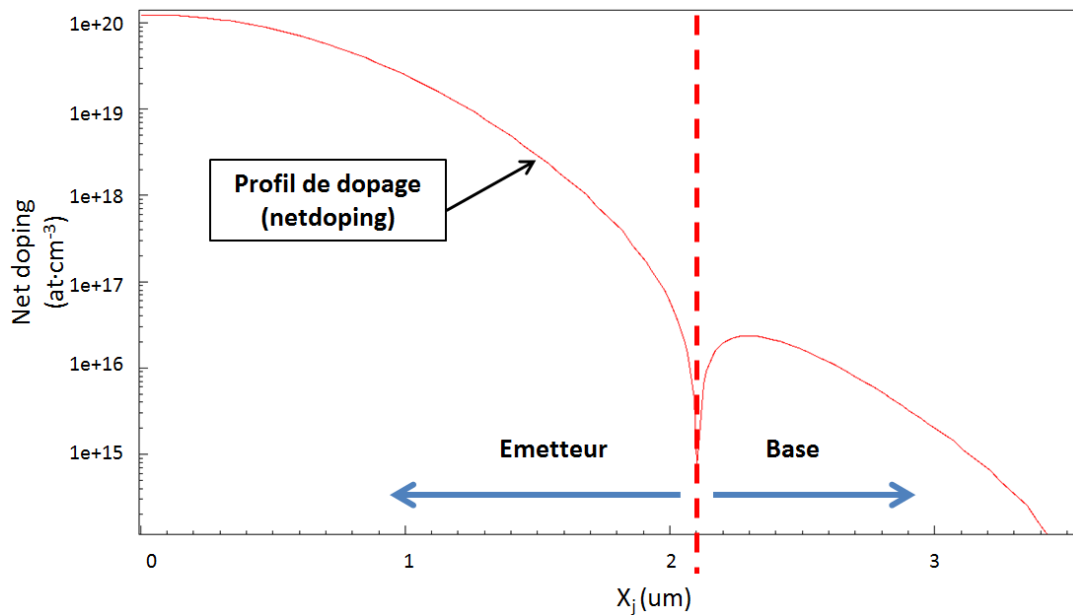


Figure III. 5-6 : Profil de dopage (net doping) de la jonction Base-Emetteur

La structure physique du transistor bipolaire à fort gain, que nous avons utilisé, a été présentée dans le premier chapitre de ce mémoire. Nous allons maintenant tracer l'évolution du courant de Base I_B en fonction de la polarisation de la jonction Base-Emetteur V_{BE} pour extraire le paramètre V_{JE} .

Les résultats de simulation physique présentés Figure III. 5-7 permettent d'observer que le « coude » de la courbe se trouve près de 0,57V. A partir de ce point-là, le courant de Base I_B s'accroît exponentiellement avec l'augmentation de la polarisation de la jonction V_{BE} . On utilisera cette valeur comme une première estimation pour le paramètre V_{JE} afin de déterminer la plage de données à traiter (cf Figure III. 5-5).

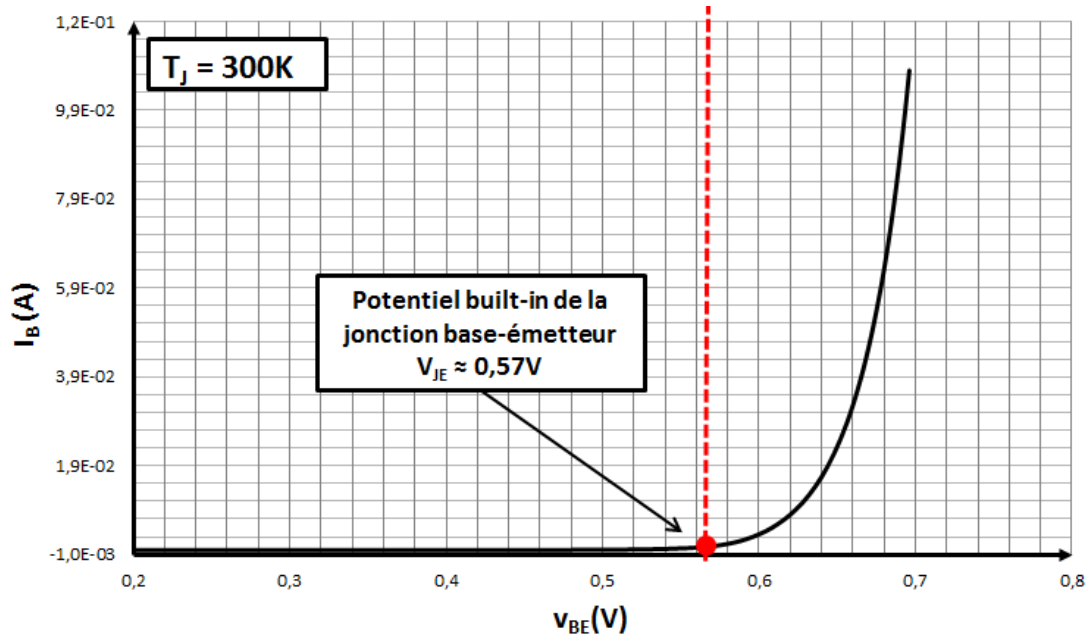


Figure III. 5-7 : Courbe d'entrée (I_B en fonction de V_{BE}) du transistor bipolaire à fort gain simulée à l'aide de Sentaurus. La valeur estimée pour V_{JE} est marquée sur la courbe.

Sachant que la valeur de F_C est une constante et est égale à 0,5, la valeur de V_{BE} pour l'extraction des paramètres capacitifs devra être supérieure au produit de F_C avec V_{JE} . Nous obtenons approximativement 0,3V. Nous étudions la section de données marquée en rouge de la Figure III. 5-5 pour mener nos extractions. On peut constater que le coefficient de détermination R^2 est de 0,996, ce qui montre une bonne linéarité des données traitées et justifie notre choix de l'intervalle de mesures.

III. 5. 2. (b). Résultats d'extraction des paramètres capacitifs

Nous avons présenté le circuit de mesure, les résultats de caractérisation et la technique d'extraction des paramètres capacitifs dans le paragraphe précédent. Nous allons maintenant présenter les résultats d'extraction. Afin de s'assurer de l'exactitude des paramètres obtenus, plusieurs puces ont été caractérisées et les données acquises ont été

traitées. Les valeurs moyennes de chaque paramètre capacitif seront admises comme les valeurs finales. Les résultats sont présentés dans le Tableau III. 5-3.

Tableau III. 5-3 : Résultats d'extraction des paramètres capacitifs du modèle de Gummel-Poon du transistor bipolaire à fort gain pour la jonction Base-Emetteur.

Puce	N°1	N°2	N°3	Moyenne
Equation de régression linéaire	$y = 1,17E - 8x + 3,26E - 9$	$y = 1,23E - 8x + 3,408E - 9$	$y = 1,35E - 8x + 3,42E - 9$	NA
Coefficient de détermination R^2	0,9996	0,9976	0,9983	0,9985
M_{JE}	0,54	0,52	0,52	0,53
C_{JE} (nF)	4,87	4,93	4,97	4,92
V_{JE} (V)	0,65	0,60	0,56	0,60

Nous pouvons constater que les coefficients de détermination de chaque puce sont tous supérieurs à 0,99. Cela prouve la bonne linéarité des données choisies. La valeur moyenne du facteur exponentiel de la jonction Base-Emetteur, M_{JE} , est égal à 0,53. Théoriquement la valeur est une constante de 0,50 pour les jonctions abruptes. La valeur extraite pour notre transistor bipolaire à fort gain est assez proche de la valeur théorique dans le cas d'une jonction abrupte. Cette valeur sera implantée dans le modèle final du transistor bipolaire à fort gain. La capacité de déplétion de la jonction Base-Emetteur, en polarisation nulle, est de 4,92 nF. Cette valeur est obtenue directement à l'aide de la courbe C_{SBE} en fonction de V_{BE} . Le potentiel built-in moyen de la jonction Base-Emetteur V_{JE} est de 0,60V. L'ensemble de ces trois paramètres décrivent le comportement capacitif de la jonction Base-Emetteur du transistor bipolaire à fort gain.

La jonction Base-Collecteur présente également des éléments capacitifs. Sa modélisation est très similaire à celle menée sur la jonction Base-Emetteur. C_{JC} est tout d'abord obtenue à partir de la courbe C_{BC} en fonction de la polarisation de la jonction Base-Collecteur V_{BC} . Les paramètres M_{JC} et V_{JC} sont extraits en appliquant les mêmes procédures et techniques que celles illustrées dans le cas de la jonction Base-Emetteur. Nous intervertirons seulement l'Emetteur et le Collecteur.

Tableau III. 5-4 : Résultats d'extraction des paramètres capacitifs du modèle de Gummel-Poon du transistor bipolaire à fort gain pour la jonction Base-Collecteur.

Puce	N°1	N°2	N°3	Moyenne
Equation de régression linéaire	$y = 1,503E - 9x + 7,73E - 10$	$y = 1,398E - 9x + 7,71E - 10$	$y = 1,262E - 9x + 8,11E - 10$	NA
Coefficient de détermination R^2	0,996	0,996	0,995	0,996
M_{JC}	0,33	0,33	0,31	0,32
C_{JC} (nF)	0,920	0,917	0,930	0,92
V_{JC} (V)	0,50	0,54	0,56	0,53

Les résultats d'extraction sont présents dans le Tableau III. 5-4. On peut observer que le coefficient de détermination s'approche de l'unité, ce qui démontre la bonne qualité des données traitées. Le M_{JC} moyen est de 0,32. Cette valeur est très proche de la valeur théorique dans le cas d'une jonction linéaire à savoir 0,33. La capacité de déplétion de la jonction Base-Collecteur est de 0,92 nF. Le potentiel built-in V_{JC} est de 0,53 V.

Tous les paramètres déterminés dans ce paragraphe serviront à décrire le comportement capacitif du transistor bipolaire à fort gain. En pratique, les paramètres obtenus présentent plus ou moins certaines erreurs par rapport à la réalité car il y a toujours des capacités parasites provenant du substrat ou des appareils de mesure dont il est difficile de tenir compte. Un recalibrage des paramètres devra donc être effectué afin de mieux décrire les caractéristiques dynamiques du transistor bipolaire à fort gain.

III. 5. 3. Mesures et extraction des paramètres DC non linéaires

Les paramètres DC non linéaires du modèle de Gummel-Poon servent à décrire le comportement électrique des quatre diodes équivalentes présentées Figure III. 3-2 à faibles et fortes injections. Ils sont liés directement aux performances statiques et dynamiques du transistor bipolaire, à savoir, les gains en courant en direct et inverse, la tension de quasi-saturation et la tenue en tension du composant. Une bonne modélisation des diodes intrinsèques est le cœur de la modélisation du transistor bipolaire à fort gain. Cette partie du

travaille nécessite d'extraire beaucoup de paramètres en polarisation directe et inverse. Ils sont présentés ci-dessous :

- V_{AF}, V_{AR} : Tensions d'Early en direct (Forward) et en inverse (Reverse).
- I_S : Courant de saturation inverse du transistor bipolaire.
- N_F, N_R : Facteurs d'idéalité en direct et en inverse.
- B_F, B_R : Gains en courant direct et inverse du transistor bipolaire.
- I_{SE}, I_{SC} : Courants de saturation inverse des jonctions Base-Emetteur et Base-Collecteur
- N_E, N_C : Facteurs d'idéalité des jonctions Base-Emetteur et Base-Collecteur
- I_{KF}, I_{KR} : Courants de coude en direct et en inverse du transistor bipolaire

L'extraction de ces paramètres nécessite de connaître les réseaux de sortie en direct et en inverse également, les courbes de Gummel en direct et en inverse. Certaines conditions préliminaires devront être fixées pour réaliser ces mesures. Ces conditions seront introduites à chaque fois que les procédures d'extractions seront présentées. La négligence de ces conditions préliminaires peut facilement entraîner la fameuse boucle infinie de modélisation. Afin d'éviter de tomber dans une boucle infinie de modélisation, nous allons appliquer l'approche suivante. Pour commencer, le réseau de sortie en polarisation directe devra être obtenu afin de déterminer la valeur exacte de la tension d'Early en direct V_{AF} . La tension d'Early en inverse V_{AR} sera ensuite déterminée de la même façon. Nous aurons besoin également de la courbe de Gummel. Une tension V_{CE} sera alors imposée aux bornes du transistor bipolaire à fort gain. Il est préférable que la valeur de V_{CE} soit comprise entre 2V et la moitié de la tension maximale du réseau de sortie mesuré. Une fois que la courbe de Gummel simulée sera cohérente avec les mesures pour une tension spécifique, le réseau de sortie simulé, sur ce point, validera également la mesure expérimentale. Le calibrage final pourra être réalisé facilement, il suffira pour cela de modifier légèrement les paramètres V_{AF} et B_F .

Un autre phénomène dont il nous faudra tenir compte durant la modélisation est l'emballage thermique du transistor bipolaire à fort gain. Pour les réseaux de sortie, la méthode conventionnelle est de balayer la tension V_{BE} en observant le courant de Base I_B généré par la jonction PN. Sachant que le courant de la jonction PN évolue de manière logarithmique avec l'augmentation de V_{BE} , alors I_B peut augmenter très vite. Ce qui échauffera le composant. Comme nous l'avons montré dans le deuxième chapitre, le gain en

courant du transistor bipolaire à fort gain s'accroît considérablement avec l'augmentation de la température de fonctionnement du transistor bipolaire à fort gain. Cette augmentation du gain en courant entraînera un courant de Collecteur I_C plus important, qui réchauffera encore plus le composant. Un feedback positif entre la température du composant et le courant traversant le composant se crée, ce phénomène s'appelle l'emballement thermique du transistor [65].

Afin d'éviter cet effet thermique indésirable lors de l'extraction des paramètres du modèle, nous avons appliqué une autre approche. Elle consiste à imposer le courant de Base I_B au lieu de V_{BE} pour les mesures et les caractérisations. Il y a deux raisons à cela. La première est que V_{BE} est beaucoup moins sensible au changement qu' I_B , cela nous permettra de mieux contrôler le courant du composant dans son aire de sécurité et par conséquent d'éviter le sur-échauffement. La deuxième est que nous pouvons ainsi utiliser la source de courant impulsionnel à une fréquence fixée, ce qui nous aidera à minimiser la chaleur générée sur le transistor bipolaire à fort gain. Nous pouvons souligner que même si nous n'imposons pas la tension V_{BE} , elle sera toujours surveillée et ses données seront enregistrées pour que l'on puisse dans la suite extraire certains paramètres du modèle. Il est aussi recommandé d'imposer une tension V_{CE} la plus faible possible afin de prévenir l'emballement thermique pendant la caractérisation. Il faut donc maintenir la chute de tension du transistor bipolaire à fort gain V_{CE} bien supérieure à la zone de saturation profonde. Cette contradiction exige de pouvoir contrôler V_{CE} dans sa zone de quasi-saturation, c'est-à-dire entre 0,3V et 0,5V pour notre transistor bipolaire à fort gain.

III. 5. 3. (a). Extraction des tensions d'Early V_{AF} et V_{AR}

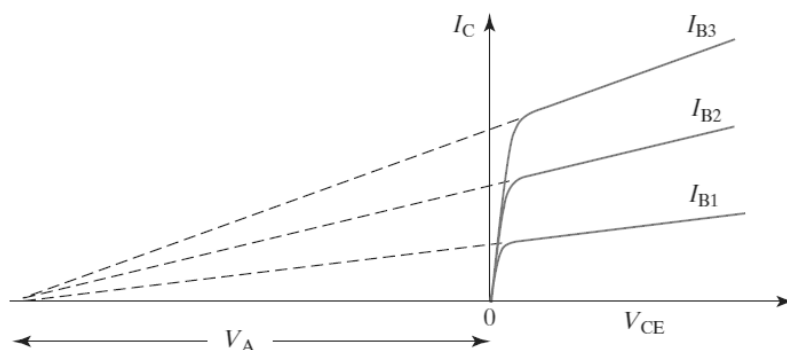


Figure III. 5-8 : Effet d'Early du transistor bipolaire. Les courbes dans la zone linéaire du réseau de sortie présentent certaines pentes qui sont liées à la modulation de la largeur de la Base.

V_{AF} et V_{AR} représentent respectivement les tensions d'Early du transistor bipolaire dans le modèle de Gummel-Poon. Elles décrivent le phénomène de modulation de la largeur de la Base au sein du composant. Différente de la courbe de sortie idéale d'un transistor bipolaire, la courbe réelle présente une certaine pente dans sa zone linéaire (voir la Figure III. 5-8), ce qui entraîne une conductance de sortie $\partial I_C / \partial V_{CE}$. Cette conductance de sortie représente la modulation de la largeur de la Base [66], [67].

Figure III. 5-9 (a), l'évolution de l'état de polarisation d'un transistor bipolaire est représenté à l'aide de l'aire des zones de déplétion de chaque jonction. Comme indiqué dans la figure ci-dessous, la jonction Base-Emetteur est polarisée en direct par une source externe V_{BE} . La tension aux bornes du Collecteur et de l'Emetteur ($V_{CE1} < V_{CE2}$). Vu que V_{BE} est presque constant en conduction, on peut déduire que $V_{BC1} < V_{BC2}$. L'augmentation de V_{BC2} entraîne l'augmentation de la zone de déplétion, par conséquent la largeur effective de la Base sera réduite de ΔW_{eff} . Le gradient de la densité des porteurs minoritaires dans la Base changera comme nous pouvons l'observer Figure III. 5-9 (b).

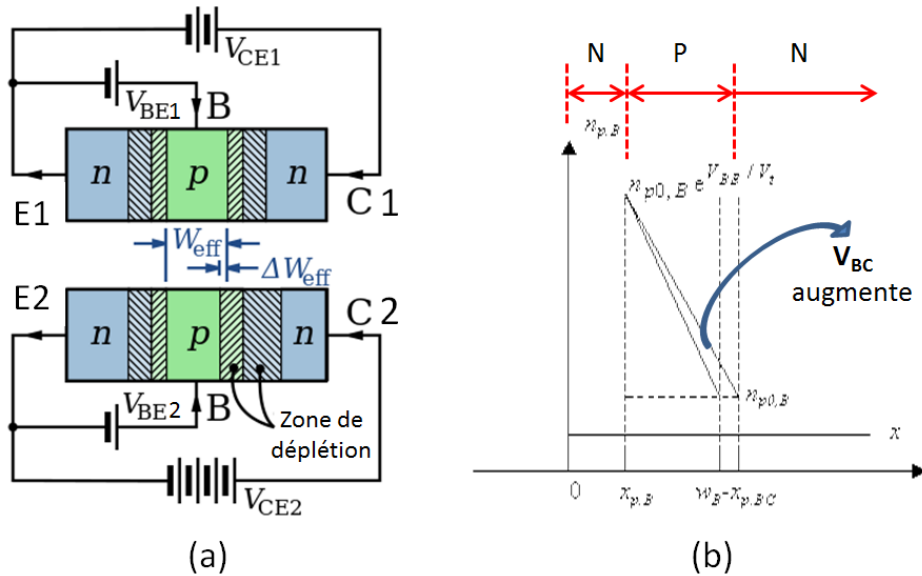


Figure III. 5-9 : (a) Modulation de la largeur de la Base (effet d'Early) sous différentes polarisations V_{CE} . (b) Distribution des porteurs minoritaires dans la Base avant et après la modulation de la largeur de la Base

Ce changement a deux influences sur le transistor bipolaire : le courant de porteurs minoritaires injecté à travers la jonction Base-Emetteur augmente et on observe moins de recombinaison des porteurs minoritaires dans la zone effective de la Base. Ces deux changements entraîneront une augmentation du courant de Collecteur dans le réseau de

Kellog. Cette augmentation du courant de Collecteur peut également être justifiée par l'équation analytique 1-12 que nous avons étudiée dans le chapitre I (voir ci-dessous). Dans cette équation, que nous rappelons ci-dessous, le gain en courant h_{FE} s'accroît quand W_B qui se trouve au numérateur devient plus faible. Pour le même niveau de courant de Base I_B , I_C est plus important.

$$h_{FE} = \frac{1}{\frac{N_B}{N_E} \cdot \frac{D_p}{D_n} \cdot \frac{W_B}{W_E} + \frac{1}{2} \left(\frac{x_B}{L_B} \right)^2 + \frac{J_{r0}}{J_{s0}} \cdot \exp \left(\frac{-eV_{BE}}{2kT} \right)} \quad \text{Equation 1-12}$$

Un cas extrême de la modulation de la largeur de Base est l'effet de perçage de la Base du transistor bipolaire. Lorsque la tension V_{CE} augmente, la largeur de la Base effective pourra diminuer jusqu'à zéro. Lorsque la Base effective disparaît et le courant de Collecteur, I_C , devient très important et ne peut plus être contrôlé par le courant injecté dans la Base. Cet effet indésirable qui traduit l'augmentation rapide du courant de Collecteur sous la tension de perçage peut entraîner des dommages permanents dans le composant.

III. 5. 3. a. (i). Technique d'extraction et résultats de caractérisation

Les transistors bipolaires modernes présentent de faibles V_{AR} . En raison de la simplification de l'effet d'Early dans le modèle Gummel-Poon, ces valeurs ne pourront plus précisément traduire la modulation de la zone de déplétion. Les tensions d'Early V_{AR} et V_{AF} seront fixées. Ce choix pourra impacter les autres paramètres DC non linéaires. Cet impact est particulièrement évident pour les transistors dont la valeur de V_{AR} est inférieure à 5V. C'est la raison pour laquelle l'extraction des paramètres DC non linéaires devra débuter par l'extraction des tensions d'Early. Après avoir déterminé les tensions d'Early, nous pourrions extraire les autres paramètres DC non linéaires. Nous nous appuierons pour cela sur la courbe de Gummel.

La configuration des circuits de mesure de V_{AF} et V_{AR} est présentée Figure III. 5-10. Une source de courant est imposée sur la Base du transistor bipolaire à fort gain. Une source de tension programmable est connectée entre le Collecteur et de l'Emetteur. Pour tracer chaque courbe du réseau de sortie, on imposera un courant de Base faible et on fera varier la tension V_{CE} à l'aide de la source de tension programmable. Ensuite un courant de Base plus important sera imposé sur la Base. La même plage de tension sera retenue pour V_{CE} . Nous

pouvons remarquer que durant chaque mesure, le courant de Collecteur I_C est toujours surveillé et enregistré en fonction de la tension V_{CE} . En répétant cette procédure, on obtient le réseau de sortie qui sera composé de plusieurs courbes de sortie (Figure III. 5-11).

Une précaution concernant la tension de claquage en polarisation inverse devra être prise pendant la mesure de V_{AR} . La tension de claquage en polarisation inverse, V_{ECO} , du transistor bipolaire à fort gain est de 6V à 7V. La tension externe imposée entre l'Emetteur et le Collecteur V_{EC} ne pourra donc pas dépasser cette valeur. Nous limiterons la tension de balayage de la source de tension programmable à 5V afin de protéger le composant.

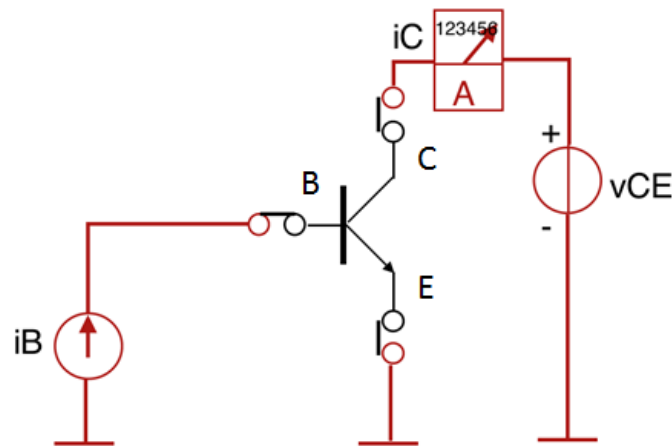


Figure III. 5-10 : Configuration du circuit de mesures pour l'extraction des tensions d'Early en direct V_{AF} et en inverse V_{AR} .

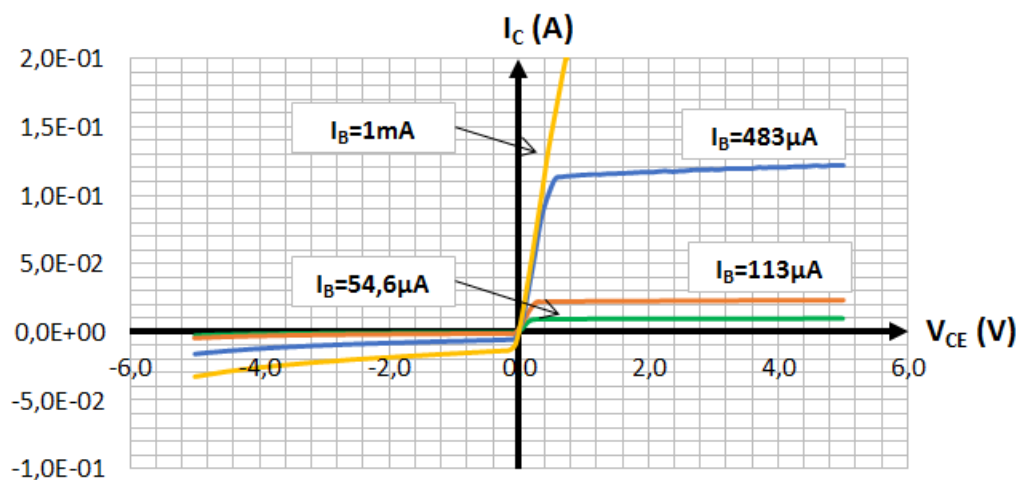


Figure III. 5-11 : Résultats de caractérisation du réseau de sortie du transistor bipolaire à fort gain pour l'extraction de tensions d'Early V_{AF} et V_{AR} .

Une fois le réseau de sortie en direct et en inverse obtenus, nous pourrions procéder à l'extraction des paramètres du modèle V_{AF} et V_{AR} . Pour cela nous nous appuyerons sur la méthode présentées ci-dessous.

Pour rappel, l'équation 3-13 présente l'expression du courant de Collecteur I_C . Elle tient compte des effets de forte injection et de modulation de la largeur de la Base. Ces effets sont respectivement décrits par l'introduction des termes q_{1S} et q_{2S} . Cette équation pourra être simplifiée et deviendra égale à l'Equation 3-36.

$$I_C = \frac{2 \times I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{n_F V_T}\right)}{1 + \sqrt{1 + 4 \frac{I_S}{I_{KF}} \exp\left(\frac{V_{BE}}{n_F V_T}\right)}} \times \left[1 - V_{BE} \left(\frac{1}{V_{AR}} + \frac{1}{V_{AF}}\right) + \frac{V_{CE}}{V_{AF}}\right] \quad \text{Equation 3-36}$$

- I_S : Courant de saturation inverse du transistor bipolaire [A]
- V_{BE} : Polarisation de la jonction Base-Emetteur [V]
- n_F : Facteur d'idéalité en direct
- V_T : Tension thermique [29mV@300K]
- I_{KF} : Courant de coude en direct du transistor bipolaire [A]
- V_{CE} : Chute de tension entre le Collecteur et l'Emetteur [V]

Pour notre transistor bipolaire à fort gain, la polarisation de la jonction Base-Emetteur V_{BE} (0,5-0,6V) est très faible à l'état passant devant V_{AF} et V_{AR} , donc l'équation 3-36 pourra être simplifiée, nous utiliserons alors l'équation 3-37.

$$I_C = \frac{2 \times I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{n_F V_T}\right)}{1 + \sqrt{1 + 4 \frac{I_S}{I_{KF}} \exp\left(\frac{V_{BE}}{n_F V_T}\right)}} \times \frac{1}{V_{AF}} \times (V_{AF} + V_{CE}) \quad \text{Equation 3-37}$$

Lorsque le courant I_C s'annule, on peut constater que le numérateur du premier terme de l'équation 3-37 n'est jamais égal à zéro. V_{AF} a une valeur positive non nulle, le rapport $1/V_{AF}$ ne pourra pas être nul. Du coup nous pourrions avoir une expression de V_{AF} comme la suite :

$$V_{AF} + V_{CE} = 0 \quad \text{Equation 3-38}$$

Pour extraire la tension d'Early, il nous faudra travailler dans la zone linéaire du transistor bipolaire à fort gain. A partir de ces mesures, nous pourrions définir une équation

linéaire qui pourra décrire la courbe I_C - V_{CE} . D'après les analyses menées ci-dessus et l'équation 3-38, la valeur de la tension d'Early pourra être déterminée quand l'équation linéaire obtenue sera égale à zéro. L'équation 3-38 montre que la tension d'Early en direct se trouve à l'intersection de la courbe de sortie en zone linéaire avec l'axe X.

III. 5. 3. a. (ii). Résultats d'extraction des tensions d'Early V_{AF} et V_{AR}

Afin d'assurer l'exactitude des résultats de mesure, nous avons caractérisé 5 puces différentes. Nous avons constaté que V_{AF} était variable. Comme nous pouvons le constater Tableau III. 5-5, V_{AF} varie en fonction du niveau d'injection dans la Base.

Vu que le modèle de Gummel-Poon n'accepte qu'une valeur fixe pour la tension d'Early, nous utiliserons une valeur moyenne pour V_{AF} et V_{AR} quel que soit les niveaux de courants de Base, I_B , choisis.

Tableau III. 5-5 : Résultats d'extraction de la tension d'Early en direct V_{AF} du modèle de Gummel-Poon pour le transistor bipolaire à fort gain.

I_B (μA)	V_{AF} (V)
10	159
100	191
1000	136
Moyenne	162

A partir du tableau ci-dessus, nous pouvons observer que la valeur de V_{AF} change avec le niveau de courant de Base. Une valeur moyenne de 162 V sera utilisée dans le futur modèle de Gummel-Poon. Pour la tension d'Early inverse V_{AR} , la même procédure d'extraction sera menée. Les résultats d'extraction des tensions d'Early inverses se trouvent dans le Tableau III. 5-6. Nous pouvons observer que la tension d'Early en inverse est de 5 V en moyenne, ce qui est beaucoup plus faible que celle obtenue en direct (162 V).

Tableau III. 5-6 : Résultats d'extraction de la tension d'Early en inverse V_{AR} du modèle de Gummel-Poon pour le transistor bipolaire à fort gain.

I_B (μA)	V_{AR} (V)
54,6	5,00
113	4,97
483	4,98
1000	5,07
Moyenne	5,00

III. 5. 3. (b). Extraction des paramètres I_S , N_F et N_R

Dans ce paragraphe, l'extraction des paramètres I_S , N_F et N_R sera présentée en détail. Dans le modèle de Gummel-Poon, le paramètre I_S est le courant de saturation inverse du transistor bipolaire. Il représente l'intersection du courant de Collecteur I_C avec l'axe-Y lorsqu'on trace la courbe $I_C=f(V_{BE})$. Ce paramètre peut être considéré comme le courant de fuite du transistor bipolaire et il est identique en polarisation directe et inverse. Le facteur d'idéalité en direct N_F détermine la pente de la courbe d' I_C dans la figure $I_C=f(V_{BE})$. Le facteur d'idéalité en inverse N_R représente la pente de la courbe d' I_E dans la figure $I_E=f(V_{BC})$. Leurs valeurs dépendent de la structure physique et du niveau de dopage de chaque région du transistor bipolaire. Les tensions d'Early V_{AF} et V_{AR} , ainsi que les 3 autres paramètres décrits précédemment, sont prédominants par rapports aux autres paramètres du modèle de Gummel-Poon pour tracer les figures $I_C(I_E)$ en fonction de $V_{BE}(V_{BC})$.

III. 5. 3. b. (i). Technique d'extraction et résultat de caractérisation

La technique que nous avons utilisée pour extraire les paramètres non linéaires sera tout d'abord introduite. L'extraction du courant de saturation inverse du transistor bipolaire I_S nécessite d'éviter l'effet de « high current roll-off » et de minimiser l'influence de l'effet ohmique. Il faut, pour cela, que l'extraction s'effectue sous la faible polarisation de V_{BE} . Comme nous l'avons souligné dans le précédent chapitre, trois conditions de polarisation

devront être remplies durant la caractérisation et le post-traitement des données, celles-ci sont rappelées ci-dessous :

- $V_{BE} \sim 0,4V \ll |V_{AR}|$
- $V_{BC} < 0V$
- $|V_{BC}| \ll |V_{AF}|$

Le courant de Collecteur, I_C , peut être exprimé à l'aide de l'équation 3-13. Afin de tenir compte de la dépendance de courant de Collecteur avec la quantité de porteurs dans la région de Base, le terme q_{1S} est introduit.

$$q_{1S} = \frac{1}{1 - \frac{V_{BE}}{V_{AR}} - \frac{V_{BC}}{V_{AF}}} \quad \text{Equation 3-39}$$

L'effet de forte injection dans le modèle est décrit à l'aide de q_{2S} dont l'expression est rappelée ci-dessous [68] :

$$q_{2S} = \frac{I_S}{I_{KF}} \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right) - 1 \right] + \frac{I_S}{I_{KR}} \left[\exp\left(\frac{V_{BC}}{N_R V_T}\right) - 1 \right] \quad \text{Equation 3-40}$$

Comme le mentionne la deuxième condition préliminaire, la jonction Base-Collecteur est polarisée en inverse. Tous les termes exponentiels concernant V_{BC} seront inférieurs à 1. Ce qui veut dire qu'ils seront négligeables devant tous les autres termes de l'équation 3-13. Par conséquent l'équation 3-13 sera simplifiée et deviendra égale à l'équation suivante :

$$I_C = \frac{I_S}{N_{qB}} \times \left[\exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right) - 1 \right] = \frac{I_S}{N_{qB}} \exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right) - \frac{I_S}{N_{qB}} \quad \text{Equation 3-41}$$

Comme la jonction Base-Emetteur est polarisée en direct, la valeur de $\exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right) \gg 1$, nous pouvons donc aboutir à l'équation simplifiée 3-42 :

$$I_C = \frac{I_S}{N_{qB}} \exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right) \quad \text{Equation 3-42}$$

La quantité de charges dans la région de Base N_{qB} peut être décrite par l'équation introduite ci-dessous.

$$N_{qB} = \frac{q_{1S}}{2} (1 + \sqrt{1 + 4q_{2S}}) \quad \text{Equation 3-43}$$

Pour de petites valeurs, l'équation 3-43 pourra être reformulée comme ci-dessous :

$$N_{qB} = q_{1S} \times (1 + q_{2S}) \quad \text{Equation 3-44}$$

Les paramètres du modèle I_S , N_F et N_R sont extraits à partir du front montant de la courbe $I_C=f(V_{BE})$ qui sert principalement à décrire la zone de saturation et de quasi-saturation du transistor bipolaire. I_C devra être inférieur à I_{KF} . Il nous faut donc travailler à faibles injections. Par conséquent, le terme q_{2S} , de l'équation 3-44 ne sera pas pris en compte, $N_{qB} \cong q_{1S}$. En intégrant l'équation 3-39 dans l'équation 3-42, nous obtiendrons une nouvelle expression pour le courant de Collecteur I_C (équation 3-45).

$$I_C = I_S \left(1 - \frac{V_{BE}}{V_{AR}} - \frac{V_{BC}}{V_{AF}} \right) \exp \left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T} \right) \quad \text{Equation 3-45}$$

Grâce aux résultats de caractérisation statique, nous savons que les tensions d'Early en direct et en inverse sont bien inférieures aux chutes de tension sur les jonctions Base-Collecteur, V_{BC} , et Base-Emetteur V_{BE} , ($V_{BC} \ll V_{AF}$ et $V_{BE} \ll V_{AR}$). L'équation 3-45 pourra être simplifiée. Nous aboutirons à l'équation 3-46 :

$$I_C = I_S \exp \left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T} \right) \quad \text{Equation 3-46}$$

Pour extraire les paramètres inconnus de l'équation 3-46, une régression linéaire a été appliquée aux données de mesure afin d'obtenir une relation linéaire entre le courant de Collecteur mesuré, I_C , et la chute de tension observée aux bornes de la jonction Base-Emetteur V_{BE} . L'équation 3-46 étant une fonction exponentielle, la conversion logarithmique pourra être appliquée, nous obtiendrons alors :

$$\log_{10}(I_C) = \log_{10}(I_S) + \frac{1}{2,3026 N_F V_T} V_{BE} \quad \text{Equation 3-47}$$

Nous pouvons observer que l'équation 3-47 est bien linéaire et pourra s'écrire $y = ax + b$ avec :

$$y = \log_{10}(I_C) \quad \text{Equation 3-48}$$

$$b = \log_{10} I_S \quad \text{Equation 3-49}$$

$$a = \frac{1}{2,3026 N_F V_T} \quad \text{Equation 3-50}$$

$$x = V_{BE} \quad \text{Equation 3-51}$$

Le courant de saturation inverse du transistor bipolaire à fort gain, I_S , pourra être obtenu à l'aide de l'expression ci-dessous :

$$I_S = 10^b \quad \text{Equation 3-52}$$

De la même manière, le facteur d'idéalité en direct du transistor bipolaire à fort gain, N_F , pourra être déduit, de l'équation 3-53, où « a » représentera la pente de la courbe.

$$N_F = \frac{1}{2,3026 \times a \times V_T} \quad \text{Equation 3-53}$$

III. 5. 3. b. (i). Résultats d'extraction des paramètres I_S et N_F

L'extraction du courant de saturation inverse et du facteur d'idéalité exige que nous travaillions à faible injection. Plus précisément, le courant de Collecteur I_C traité dans cette partie du travail ne pourra pas dépasser I_{KF} afin d'éviter l'effet de forte injection. En tenant compte des conditions mentionnées ci-dessus et des courbes I_C en fonction de V_{BE} mesurées de notre transistor bipolaire à fort gain, nous avons fixé une plage de validité pour V_{BE} variant de 0,3V à 0,5V. Les résultats expérimentaux sont présentés Figure III. 5-12. La plage de données validée pour l'extraction est également indiquée sur cette figure avec sa fonction de régression linéaire. Nous pouvons remarquer que cette figure a été mesurée à température constante (300K). L'axe-Y de la figure a été converti en logarithme décimal afin de pouvoir représenter la linéarité des données de mesures choisies.

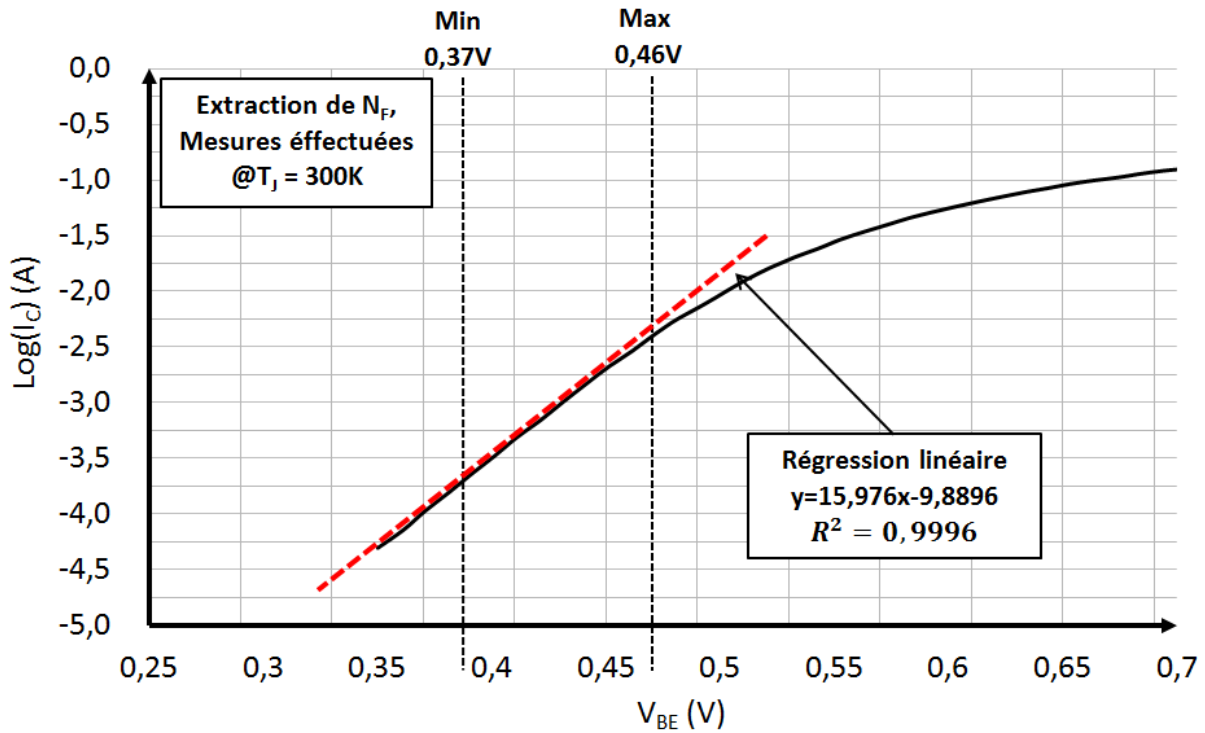


Figure III. 5-12 : Résultats de mesure du courant de Collecteur I_C en fonction de la polarisation V_{BE} .

Après avoir appliqué une régression linéaire sur les données (entre 0,37 V et 0,46 V), nous aboutissons à l'expression suivante :

$$y = 15,976x - 9,8896 \quad \text{Equation 3-54}$$

Le coefficient de détermination de cette fonction est de 0,9996, ce qui montre une bonne linéarité et une bonne cohérence entre les données de mesure choisies et la fonction obtenue. A partir de l'équation 3-54, nous pouvons observer que la valeur de « a » est égale à 15,976 et celle de « b » est de -9,8896. Ces deux valeurs vont nous permettre de calculer les paramètres I_S et N_F et cela grâce aux équations 3-52 et 3-53.

La Figure III. 5-12 ne présente que la courbe I_C en fonction de V_{BE} pour une seule puce. Afin de garantir l'exactitude des paramètres obtenus, plusieurs échantillons ont été caractérisés. Les résultats sont présentés dans la Tableau III. 5-7. La valeur moyenne des paramètres I_S et N_F des différentes puces testées sera prise comme valeur finale et intégrée ensuite dans le modèle de Gummel-Poon du transistor bipolaire à fort gain.

Tableau III. 5-7 : Résultats d'extraction des paramètres I_S et N_F du modèle de Gummel-Poon pour le transistor bipolaire à fort gain

Puce	N°1	N°2	N°3	Moyenne
Equation de régression linéaire	$y = 15,97x - 9,89$	$y = 16x - 9,85$	$y = 15,83x - 9,85$	NA
Coefficient de détermination R^2	0,9996	0,9991	0,9993	0,9993
I_S (A)	1,29E-10	1,19E-10	1,42E-10	1,30E-10
N_F	1,05	1,05	1,06	1,053

Nous pouvons observer, à partir du tableau ci-dessus, que le courant moyen de saturation inverse de notre transistor bipolaire à fort gain est de 1,30E-10 A. Le coefficient d'idéalité en direct est de 1,053. En raison de la symétrie de la structure du transistor bipolaire. La procédure d'extraction de N_R sera identique à celle utilisée pour l'extraction de N_F . L'équation utilisée sera présentée en détail dans le paragraphe qui suit.

Théoriquement nous pourrions utiliser la même méthode pour extraire le paramètre N_R . Il nous suffira juste d'invertir les courants de Collecteur et d'Emetteur. Il nous faudra nous assurer que la chute de tension V_{BE} est bien inférieure à la tension d'Early V_{AF} . Cette condition est remplie par la plupart des transistors bipolaires, y compris notre transistor bipolaire à fort gain. Quand le transistor bipolaire est polarisé en inverse, la chute de tension aux bornes de la jonction Base-Collecteur, V_{BC} , est beaucoup plus proche de la tension d'Early en inverse V_{AR} . Dans le cas de notre transistor bipolaire à fort gain, V_{AR} est environ égale à 6 V par rapport à V_{BC} qui est égale à 0,6 V. L'effet d'Early ne pourra plus être ignoré quand le transistor bipolaire à fort gain travaillera en inverse. Afin d'en tenir compte, nous utiliserons l'équation suivante :

$$\log_{10}(I_E) = \log_{10} \left[I_S \times \left(1 + \frac{V_{BC}}{V_{AR}} \right) \right] + \frac{1}{2,3026 N_R V_T} V_{BC} \quad \text{Equation 3-55}$$

Les mêmes procédures de mesure et de post-traitement des données que celles mises en place pour extraire N_F seront utilisées pour N_R . La fonction de régression linéaire est montrée équation 3-56.

$$y = 15,981x - 9,8199 \quad \text{Equation 3-56}$$

Le coefficient de détermination de cette fonction est de 0,999. Selon cette équation, la valeur de « a » est de 15,981. Celle de « b » est de 9,8199. Ces deux valeurs nous permettront de calculer le courant de saturation inverse I_S et le facteur d'idéalité en inverse N_R , qui sont respectivement égaux à $1,23E-10$ A et à 1,05. Nous pouvons observer que les valeurs d' I_S calculées et mesurées sont très proches ($1,30E-10$ A par rapport à $1,23E-10$ A). En théorie, ces courants devraient être identiques puisqu'ils représentent tous les deux le courant de fuite du transistor bipolaire. La légère différence observée peut provenir de l'erreur de mesure durant la caractérisation. Dans le modèle SPICE de Gummel-Poon, un seul I_S sera accepté. Nous choisissons donc la valeur obtenue en régime direct comme valeur finale.

III. 5. 3. (c). Extraction des paramètres I_{SE} , I_{SC} , N_E , N_C , B_F et B_R

La description du comportement électrique du transistor bipolaire doit également se faire à l'aide de la description des deux jonctions PN qui se trouvent au sein du composant. Dans le modèle de Gummel-Poon, les paramètres les plus importants servant à décrire ces deux jonctions PN sont I_{SE} , I_{SC} , N_E et N_C . Parmi eux, I_{SE} et I_{SC} représentent respectivement les courants de saturation inverse de la jonction Base-Emetteur et de la jonction Base-Collecteur. Les paramètres N_E et N_C peuvent être considérés comme les facteurs d'idéalité des jonctions Base-Emetteur et Base-Collecteur. Dans la suite de ce paragraphe, nous allons extraire deux autres paramètres importants B_F et B_R , qui sont respectivement les gains en courant direct et inverse.

Tableau III. 5-8 : Extraction des paramètres non linéaires I_{SE} , I_{SC} , N_E , N_C , B_F , B_R à partir de la courbe Gummel.

	Section 1 En direct : Extraction des paramètres I_{SE}, N_E En inverse : Extraction des paramètres I_{SC}, N_C
	Section 2 En direct : Extraction du paramètre B_F En inverse : Extraction du paramètre B_R

Dans la littérature [69] [70], ces six paramètres mentionnés ci-dessus sont connus pour leurs impacts importants sur le courant de Base injecté. Dans le tableau ci-dessous, nous localisons les différents paramètres qu'il nous faudra extraire.

En pratique, ces paramètres influencent l'évolution du courant de Base et vice versa. Il est donc parfois difficile de différencier l'influence réelle de ces paramètres sur les courbes de $I_B(V_{BE})$. Les transistors bipolaires modernes présentent de faibles effets de recombinaison dans la jonction Base-Emetteur. Cela rend le fameux point de « coude » moins visible. Il est donc encore plus difficile d'extraire les paramètres à partir des figures. C'est pour cette raison que l'on a opté pour une méthode d'extraction indirecte au lieu d'une extraction graphique. Cette méthode sera développée dans la suite de ce paragraphe. Nous ne présenterons que la technique d'extraction des paramètres en direct. L'approche en inverse étant similaire.

III. 5. 3. c. (i). Technique d'extraction et résultats de caractérisation

Nous allons nous appuyer sur l'expression du courant de Base I_B donnée dans l'équation 3-11. Certaines conditions préliminaires sont conservées afin de simplifier le calcul :

- $V_{BE} \sim 0,6 V$
- $V_{BC} < 0 V$

La deuxième condition implique que la jonction Base-Collecteur est polarisée en inverse. Dans ce cas, les termes exponentiels de l'équation 3-11 pourront être ignorés. Cela nous permettra de travailler avec une nouvelle expression simplifiée du courant de Base (équation 3-57).

$$I_B = \frac{I_S}{B_F} \times \exp\left[\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right] - \frac{I_S}{B_F} + I_{SE} \times \exp\left[\frac{V_{BE}}{N_E V_T}\right] - I_{SE} \quad \text{Equation 3-57}$$

Dans le paragraphe précédent, nous avons extrait le courant de saturation inverse I_S . Celui-ci valait $1,3E-10 A$. Le courant de saturation inverse de la jonction Base-Emetteur, I_{SE} , est également très petit et de l'ordre du nA. Cela signifie que I_S et I_{SE} pourront être ignorés devant le courant de Base. L'équation 3-57 pourra encore être simplifiée (équation 3-58).

$$I_B = \frac{I_S}{B_F} \times \exp\left[\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right] + I_{SE} \times \exp\left[\frac{V_{BE}}{N_E V_T}\right] \quad \text{Equation 3-58}$$

Pour rappel, nous disposons d'une relation entre la quantité de charge dans la Base, N_{qB} , et le courant de Collecteur I_C :

$$I_S \times \exp\left[\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right] = I_C \times N_{qB} \quad \text{Equation 3-59}$$

La chute de tension sur la jonction Base-Emetteur est d'environ 0,5 V~0,6 V. Ce qui veut dire que le rapport V_{BE}/V_{AR} ne pourra plus être ignoré. Une nouvelle expression liant le courant de Collecteur I_C et I_S est donnée équation 3-60.

$$I_S \times \exp\left[\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right] = \frac{I_C}{\left(1 - \frac{V_{BE}}{V_{AR}}\right)} \quad \text{Equation 3-60}$$

Si on substitue l'équation 3-59 dans l'expression du courant de Base (équation 3-58), on obtient alors une nouvelle expression pour I_B (équation 3-61).

$$I_B = \frac{I_C}{B_F} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{V_{BE}}{V_{AR}}\right)} + I_{SE} \times \exp\left[\frac{V_{BE}}{N_E V_T}\right] \quad \text{Equation 3-61}$$

Dans cette équation, nous pouvons constater qu'il y a trois inconnues à extraire qui sont respectivement B_F , I_{SE} et N_E . Pour ce faire, une méthode récursive a été appliquée. Nous avons ajouté un terme E_{rel} dans l'équation 3-61 qui représente l'erreur relative entre la valeur estimée et la valeur expérimentale. Il est défini comme ci-dessous :

$$E_{rel} = \frac{I_{Ci}}{B_F \times I_{Bi}} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{V_{BE}}{V_{AR}}\right)} + \frac{I_{SE}}{I_{Bi}} \times \exp\left[\frac{V_{BE}}{N_E V_T}\right] - 1 \quad \text{Equation 3-62}$$

Fondé sur l'équation 3-62, une fonction de coût est proposée pour déterminer les paramètres inconnus. La fonction de coût est utilisée afin d'évaluer la différence entre la valeur théorique du modèle proposé et la valeur réelle [71], [72]. Nous allons également utiliser cette fonction pour extraire les paramètres. Si l'erreur est égale à zéro, cela signifie que la valeur théorique convient parfaitement à la réalité. C'est rarement le cas, plus généralement la valeur retenue du paramètre sera celle où l'erreur de la fonction de coût est minimisée. L'équation 3-63 présente la fonction de coût:

$$E_{tot} = \sum_{i=1}^N E_{rel_i}^2 = \sum_{i=1}^N \left[\frac{I_{Ci}}{B_F \times I_{Bi}} \times \frac{1}{\left(1 - \frac{V_{BEi}}{V_{AR}}\right)} + \frac{I_{SE}}{I_{Bi}} \times \exp\left[\frac{V_{BEi}}{N_E V_T}\right] - 1 \right]^2 \quad \text{Equation 3-63}$$

Dans cette équation le terme E_{tot} représente l'erreur totale de la fonction de coût. Nous simplifierons la fonction de coût en utilisant l'expression ci-dessous :

$$I'_{Ci} = \frac{I_{Ci}}{\left(1 - \frac{V_{BEi}}{V_{AR}}\right)} \quad \text{Equation 3-64}$$

La dérivation partielle de l'équation 3-63 en fonction de B_F nous permet d'aboutir à l'expression suivante :

$$\frac{1}{B_F} \sum_{i=1}^N \frac{I'_{Ci}{}^2}{I'_{Bi}{}^2} + I_{SE} \sum_{i=1}^N \frac{I'_{Ci}{}^2}{I'_{Bi}{}^2} \exp\left[\frac{V_{BEi}}{N_E V_T}\right] - \sum_{i=1}^N \frac{I'_{Ci}{}^2}{I'_{Bi}{}^2} = 0 \quad \text{Equation 3-65}$$

Nous pouvons également calculer la dérivation partielle de l'équation 3-63 en fonction d' I_{SE} , on obtient alors:

$$\begin{aligned} \frac{1}{B_F} \sum_{i=1}^N \frac{I'_{Ci}{}^2}{I'_{Bi}{}^2} \exp\left[\frac{V_{BEi}}{N_E V_T}\right] + I_{SE} \sum_{i=1}^N \frac{1}{I'_{Bi}{}^2} \exp\left[\frac{2V_{BEi}}{N_E V_T}\right] \\ - \sum_{i=1}^N \frac{I'_{Ci}{}^2}{I'_{Bi}{}^2} \exp\left[\frac{V_{BEi}}{N_E V_T}\right] = 0 \end{aligned} \quad \text{Equation 3-66}$$

On multiplie l'équation 3-65 par :

$$\sum_{i=1}^N \frac{I'_{Ci}}{I'_{Bi}{}^2} \exp\left[\frac{V_{BEi}}{N_E V_T}\right] \quad \text{Equation 3-67}$$

De la même façon, on multiplie l'équation 3-66 par :

$$\sum_{i=1}^N \frac{I'_{Ci}{}^2}{I'_{Bi}{}^2} \quad \text{Equation 3-68}$$

Avec les équations mentionnées ci-dessus, l'expression de courant de saturation inverse de la jonction Base-Emetteur peut être définie par l'équation 3-69:

$$I_{SE} = \frac{\sum_{i=1}^N \frac{1}{I_{B_i}} \exp \left[\frac{V_{BE_i}}{N_E V_T} \right] \times \sum_{i=1}^N \frac{I_{C_i}'^2}{I_{B_i}'^2} - \sum_{i=1}^N \frac{I_{C_i}'}{I_{B_i}'} \times \sum_{i=1}^N \frac{I_{C_i}'}{I_{B_i}'^2} \exp \left[\frac{V_{BE_i}}{N_E V_T} \right]}{\sum_{i=1}^N \frac{1}{I_{B_i}'^2} \exp \left[\frac{2V_{BE_i}}{N_E V_T} \right] \times \sum_{i=1}^N \frac{I_{C_i}'^2}{I_{B_i}'^2} - \left[\sum_{i=1}^N \frac{I_{C_i}'}{I_{B_i}'^2} \exp \left[\frac{V_{BE_i}}{N_E V_T} \right] \right]^2} \quad \text{Equation 3-69}$$

Nous pouvons également obtenir l'expression du gain en courant idéal en direct B_F (équation 3-70).

$$B_F = \frac{\sum_{i=1}^N \frac{I_{C_i}'^2}{I_{B_i}'^2}}{\sum_{i=1}^N \frac{I_{C_i}'}{I_{B_i}'} - I_{SE} \sum_{i=1}^N \frac{I_{C_i}'}{I_{B_i}'^2} \exp \left[\frac{V_{BE_i}}{N_E * V_T} \right]} \quad \text{Equation 3-70}$$

Nous pouvons observer que B_F et I_{SE} dépendent de N_E . En revanche N_E reste toujours inconnu. Comme mentionné précédemment, la fonction de coût pourra nous aider à extraire la valeur de N_E .

Pour ce faire, il nous faudra dans un premier temps choisir une valeur initiale pour N_E . On utilisera cette valeur dans les équations 3-69 et 3-70. Après avoir obtenu la valeur d' I_{SE} et B_F , nous pourrions intégrer les valeurs de ces trois paramètres dans l'équation 3-63. Cela nous permettra de déterminer la première erreur de la fonction de coût qui correspondra à la valeur de N_E que nous avons choisie au tout début.

En répétant la procédure décrite ci-dessus, nous pourrions obtenir plusieurs erreurs totales $E_{tot1} \sim E_{totn}$ correspondant à $N_{E1} \sim N_{En}$. Nous déterminerons alors la valeur de N_E qui correspond à l'erreur totale minimale. Ce N_E représentera alors la valeur qui est la plus proche de la valeur réelle. On intégrera cette valeur dans le modèle de Gummel-Poon de notre transistor bipolaire à fort gain. Une fois que le paramètre N_E optimal sera fixé, les deux autres paramètres du modèle à savoir I_{SE} et B_F pourront être déterminés à l'aide des équations 3-69 et 3-70.

Nous venons de présenter l'étude théorique sur l'extraction des paramètres I_{SE} , N_E et B_F . Il est également très important de présenter les mesures et les données que nous avons choisies car elles peuvent aussi fortement influencer l'exactitude et la précision des résultats d'extraction.

La configuration de mesure est identique à celle utilisée lors de l'extraction des paramètres I_S , N_F et N_R . Nous avons besoin de connaître l'évolution de la polarisation de la jonction Base-Emetteur V_{BE} pour différents niveaux de courant de Base I_B . Il nous faudra aussi connaître le courant de Collecteur I_C et la chute de tension V_{CE} correspondante. Ces données seront utilisées dans l'équation 3-63, l'équation 3-69 et l'équation 3-70 pour extraire les valeurs de N_E , I_{SE} et B_F .

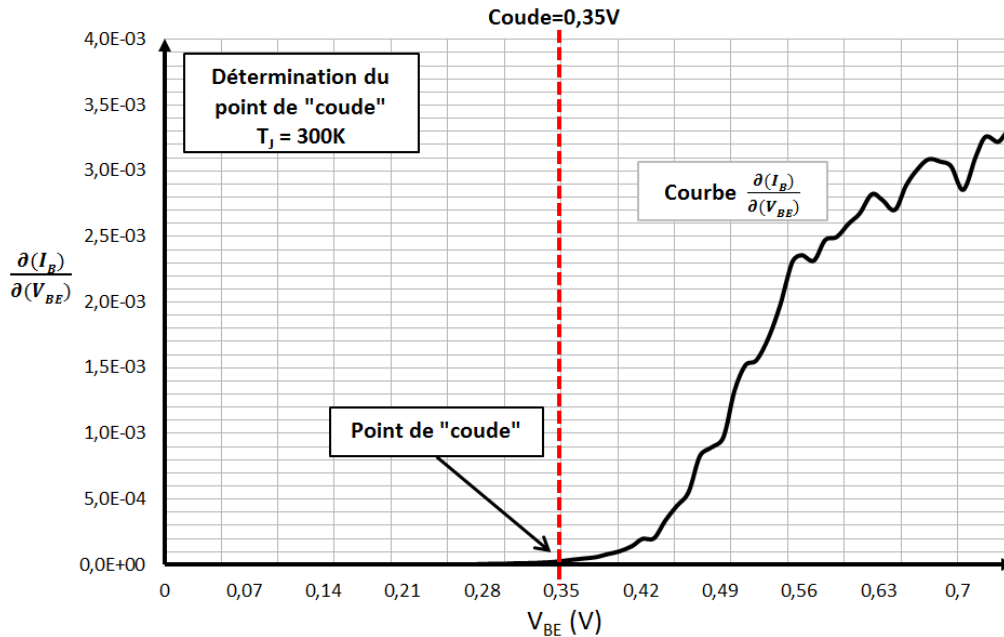


Figure III. 5-13 : Résultats de la dérivation du courant de Base mesuré (∂I_B) en fonction de V_{BE} . Localisation du point de « coude » sur figure.

Pour cela, il nous faudra choisir la bonne plage de données. Nous avons mentionné au début de ce paragraphe que l'extraction de N_E , I_{SE} et B_F devrait se faire sur le « coude » de la figure $I_B(V_{BE})$. Ce « coude » représente le point où N_E commence à prendre son effet sur le courant de Base au profit de N_F . Comme nous pouvons l'observer graphiquement, la plage de données avant le « coude » est relativement plate. En général, dans les transistors bipolaires de puissance modernes, ce fameux point de « coude » n'est pas très visible. Afin de le rendre plus visible, une méthode de dérivation est appliquée sur les données mesurées et plus précisément sur le courant de Base mesuré. La courbe $\partial I_B / \partial V_{BE}$ en fonction de la polarisation de la jonction Base-Emetteur V_{BE} est présentée Figure III. 5-13. Nous pouvons observer que $\partial I_B / \partial V_{BE}$ commence à augmenter à 0,35 V. Ce point pourra être considéré comme le point de « coude » du transistor bipolaire à fort gain.

III. 5. 3. c. (ii). Résultats d'extraction des paramètres N_E , I_{SE} et B_F

Après avoir fixé le point de « coude », l'extraction s'effectuera avec les données qui se trouvent autour de ce point. A partir des équations introduites dans le paragraphe précédent, nous pourrions calculer les paramètres du modèle. Trois puces sur wafer ont été caractérisées et leurs paramètres N_E , I_{SE} et B_F ont été calculés. La valeur moyenne sera prise comme valeur finale dans le modèle de Gummel-Poon du transistor bipolaire à fort gain afin de minimiser l'erreur de mesure et les légères différences entre chaque échantillon. Les résultats d'extraction sont présentés dans le tableau ci-dessous.

Tableau III. 5-9 : Résultats d'extraction de N_E , I_{SE} et B_F .

Puce	N°1	N°2	N°3	Moyenne
N_E	1,967	1,973	1,972	1,971
$I_{SE}(A)$	1,29E-9	1,33E-9	1,30E-9	1,30E-9
B_F	325	326	323	325

Nous pouvons constater que le facteur d'idéalité de la jonction Base-Emetteur est de 1,971, et que le courant de saturation inverse de la jonction Base-Emetteur est de 1,30E-9 A. Le gain en courant idéal en direct est de 325. Ces valeurs ont été retenues comme valeurs finales du modèle.

La même procédure sera utilisée pour extraire les paramètres en inverse. En termes de mesure, il faut juste intervertir le Collecteur et l'Emetteur. La courbe I_B en fonction de V_{BC} sera utilisée pour l'extraction au lieu de la courbe I_B en fonction de V_{BE} . La composition des équations restera inchangée, il faudra juste changer la notation de certains paramètres. Les résultats d'extraction des paramètres en inverse N_C , I_{SC} et B_R sont présentés dans le Tableau III. 5-10.

A partir du Tableau III. 5-10, nous pouvons constater que le facteur d'idéalité de la jonction Base-Collecteur est de 1,481. Le courant de saturation inverse de la jonction Base-Collecteur est de 1,36E-9 A. Le gain en courant idéal en inverse de notre composant est de 45. Ces valeurs seront retenues comme valeurs finales du modèle Gummel-Poon.

Tableau III. 5-10 : Résultat d'extraction de N_C , I_{SC} et B_R .

Puce	N°1	N°2	N°3	Moyenne
N_C	1,491	1,478	1,475	1,481
$I_{SC}(A)$	1,37E-9	1,33E-9	1,42E-9	1,36E-9
B_R	44	46	46	45

III. 5. 3. (d). Extraction de paramètres I_{KF} et I_{KR}

Les paramètres I_{KF} et I_{KR} représentent respectivement les courants de coude en direct et en inverse. Ces deux paramètres modélisent l'effet Webster (High Current Roll-off) du transistor bipolaire dans les deux cas de polarisation (directe et inverse). Cet effet traduit la décroissance du rapport $\text{Log}I_C/\text{Log}I_B$ en fonction de V_{BE} . Graphiquement, I_{KF} détermine la fin de la section parallèle montante entre $I_C=f(V_{BE})$ et $I_B=f(V_{BE})$ [73] (cf. Tableau III. 5-8). A partir de ce point, le gain en courant du transistor bipolaire décroît en raison du ralentissement de la croissance du courant de Collecteur. I_{KR} traduit ce phénomène en polarisation inverse du transistor bipolaire.

En pratique, le « effet Webster » peut être influencé également par la résistance d'accès à l'Emetteur R_E (R_C en inverse) [74], [75]. R_E pourra donc influencer l'évolution des courants I_B et I_C . Au contraire I_{KF} n'impactera que le courant de Collecteur I_C . Par conséquent nous avons décidé d'extraire I_{KF} à partir du rapport I_C/I_B . Cela nous permettra de distinguer la contribution de I_{KF} dans l'évolution du courant de Collecteur et du gain en courant. Nous disposons d'ores et déjà des courbes $I_C = f(V_{BE})$ et $I_B = f(V_{BE})$. En nous appuyant sur ces mesures, nous pourrions déduire la courbe h_{FE} en fonction de V_{BE} et extraire le paramètre I_{KF} .

Lors de la caractérisation et de l'extraction, il sera nécessaire de contrôler la température. Nous avons constaté et discuté de l'influence importante de la température sur les courbes de gain en courant dans le deuxième chapitre. I_{KF} est l'un des paramètres dans le modèle de Gummel-Poon le plus sensible à la température. L'effet thermique ne devra donc pas être négligé quand le courant de Collecteur dépassera 10 mA. Il faudra utiliser un bain thermostatique ou balayer V_{BE} en appliquant une source impulsionnelle.

Pour rappel, le gain en courant en direct du transistor bipolaire peut être exprimé par l'équation 3-71.

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \quad \text{Equation 3-71}$$

Afin de simplifier les équations d'extraction, les deux conditions préliminaires suivantes seront utilisées :

- $V_{BE} \sim 0,6V$
- $V_{BC} < 0V$

Nous pourrions alors obtenir une nouvelle expression pour le rapport I_C sur I_B , (équation 3-72) :

$$\frac{I_C}{I_B} = \frac{\frac{I_S}{N_{qB}} \exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right)}{\frac{I_S}{B_F} \times \exp\left[\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right] + I_{SE} \times \exp\left[\frac{V_{BE}}{N_E V_T}\right]} \quad \text{Equation 3-72}$$

La quantité de charge dans la Base N_{qB} est décrite par l'expression 3-43. L'expression de q_{2S} est introduite. Grâce à l'équation 3-42, une nouvelle expression de q_{2S} est définie.

$$q_{2S} = \frac{I_C \times N_{qB}}{I_{KF}} \quad \text{Equation 3-73}$$

A l'aide de cette expression, nous pourrions déduire une nouvelle expression de N_{qB} (équation 3-74).

$$N_{qB} = q_{1S} \times \left(1 + \frac{I_C \times N_{qB}}{I_{KF}}\right) = \frac{q_{1S}}{\left(1 - \frac{q_{1S} \times I_C}{I_{KF}}\right)} \quad \text{Equation 3-74}$$

Avec :

$$\frac{1}{N_{qB}} = \frac{1}{q_{1S}} - \frac{I_C}{I_{KF}} \quad \text{Equation 3-75}$$

En intégrant 3-75 dans l'équation 3-72, on aboutira à l'expression du gain en courant en direct suivante :

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_S \times \left(1 - \frac{V_{BE}}{V_{AR}} - \frac{V_{BC}}{V_{AF}} - \frac{I_C}{I_{KF}}\right) \exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right)}{\frac{I_S}{B_F} \times \exp\left[\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right] + I_{SE} \times \exp\left[\frac{V_{BE}}{N_E V_T}\right]} \quad \text{Equation 3-76}$$

Nous pouvons diviser le numérateur et dénominateur par :

$$I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{N_F V_T}\right) \quad \text{Equation 3-77}$$

On aboutit alors à l'expression suivante :

$$h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{1 - \frac{V_{BE}}{V_{AR}} - \frac{V_{BC}}{V_{AF}} - \frac{I_C}{I_{KF}}}{\frac{1}{B_F} + \frac{I_{SE}}{I_S} \times \exp\left[\frac{V_{BE}}{V_T} \left(\frac{1}{N_E} - \frac{1}{N_F}\right)\right]} \quad \text{Equation 3-78}$$

Dans l'équation 3-78, I_{KF} est le seul paramètre inconnu. Afin de déterminer cet inconnu, la fonction de coût a été utilisée. On a suivi la même démarche que celle présentée dans le paragraphe précédent. Nous avons construit une fonction de coût du gain en courant fondée sur l'équation 3-78. I_{KF} pourra être trouvé en cherchant l'erreur totale minimale. La fonction de coût utilisée est présentée ci-dessous :

$$E_{tot} = \sum_{i=1}^N E_{rel_i}^2 = \sum_{i=1}^N \left[\frac{I_{Bi}}{I_{Ci}} \times \frac{1 - \frac{V_{BEi}}{V_{AR}} - \frac{V_{BCi}}{V_{AF}} - \frac{I_{Ci}}{I_{KF}}}{\frac{1}{B_F} + \frac{I_{SE}}{I_S} \times \exp\left[\frac{V_{BEi}}{V_T} \left(\frac{1}{N_E} - \frac{1}{N_F}\right)\right]} - 1 \right]^2 \quad \text{Equation 3-79}$$

Tous les termes sont connus sauf I_{KF} . En effet, I_{Bi} , I_{Ci} , V_{BEi} et V_{BCi} sont obtenus grâce aux mesures et V_{AR} , V_{AF} , N_E , N_F , I_S , I_{SE} et B_F ont déjà été extraits. Ces termes connus nous permettront de chercher l'erreur minimale de cette fonction en menant des itérations sur le paramètre I_{KF} . Tout d'abord, une valeur initiale est fournie pour I_{KF} . Une première erreur totale de la fonction de coût peut être calculée. Après plusieurs itérations, nous pouvons obtenir une série d'erreurs totales E_{tot} . Le couple (I_{KF}, E_{tot}) de notre transistor bipolaire à fort gain est tracé Figure III. 5-14.

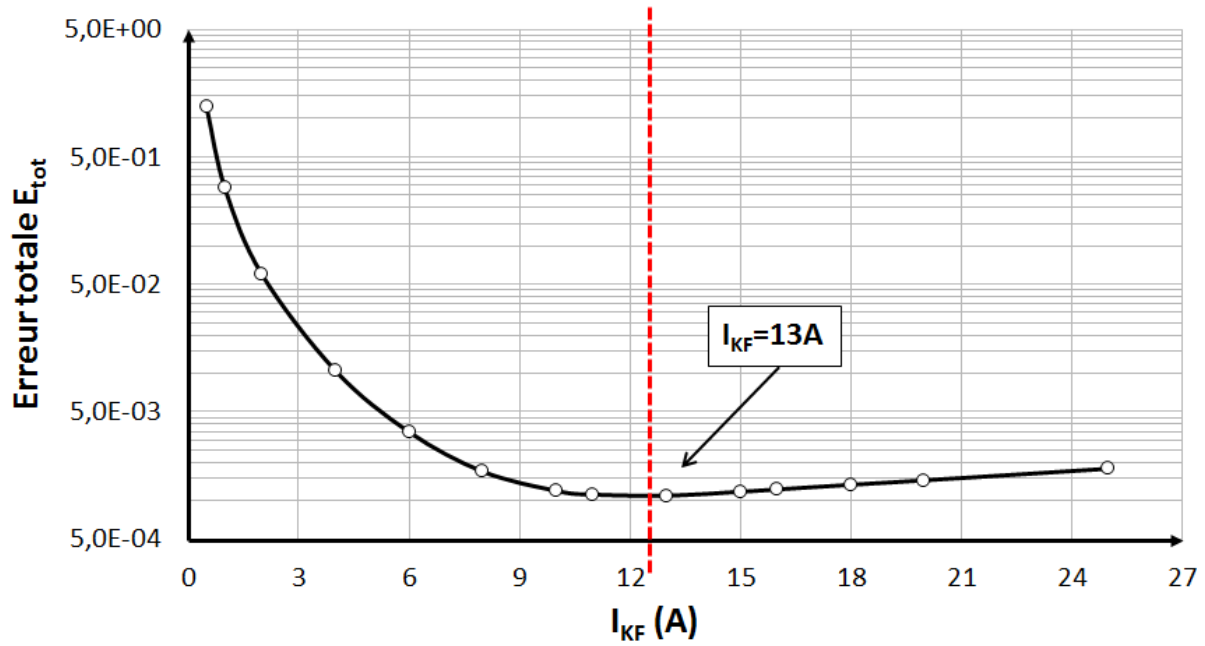


Figure III. 5-14 : Evolution de l'erreur totale (E_{tot}) en fonction des différentes valeurs de courant de coude en direct (I_{KF}). L' I_{KF} optimal est marqué en rouge sur la figure.

A partir de cette figure, nous pouvons observer l'évolution de l'erreur totale E_{tot} . Elle atteint sa valeur minimale lorsque I_{KF} est égal à 13 A. Cette valeur sera intégrée dans le modèle de notre transistor bipolaire à fort gain.

Dans le cas où le transistor bipolaire à fort gain est polarisé en inverse, les mêmes techniques et procédures ont été appliquées. Le courant de coude en inverse est égal à 1,75 A. Cette valeur finale sera intégrée dans le modèle.

III. 6. Résultat de simulation SPICE sous Orcad du transistor bipolaire à fort gain

Dans le paragraphe précédent, les procédures et techniques d'extraction des paramètres du modèle Gummel-Poon de notre transistor bipolaire à fort gain ont été présentées en détail. Les différentes catégories de paramètres du modèle ont été extraites dans l'ordre. Grâce à ces paramètres extraits, un premier modèle SPICE du transistor bipolaire à fort gain a été proposé. Une procédure de validation et d'évaluation a également été développée afin de vérifier l'exactitude et la robustesse du modèle proposé.

Un critère de comparaison a donc été fixé. Grâce à ce critère de comparaison, les courbes de sortie simulées et Gummel simulées du transistor bipolaire à fort gain seront comparées aux résultats expérimentaux dans les mêmes conditions. Nous pourrions ainsi évaluer l'exactitude et la fiabilité du modèle SPICE proposé.

III. 6. 1. Critère de qualité du modèle établi

Afin d'évaluer quantitativement la robustesse de notre modèle SPICE. Nous avons développé une méthode qui nous permet de calculer l'écart entre les résultats de simulation et de mesures. Pour ce faire, nous avons choisi de travailler avec l'erreur absolue moyenne (Mean Absolute Error) qui va nous permettre de quantifier la différence entre la mesure et la modélisation [76]. L'expression de l'erreur absolue moyenne est présentée ci-dessous :

$$E_{abs} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^N |f_i - y_i| = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^N |e_i| \quad \text{Equation 3-80}$$

Comme son nom l'indique, l'erreur absolue moyenne est la valeur moyenne de l'erreur absolue $|f_i - y_i|$, où f_i est la valeur estimée et y_i la valeur réelle. L'erreur absolue moyenne est une méthode de mesure de précision. Afin de mieux quantifier cette erreur, nous avons décidé de travailler avec l'erreur absolue moyenne en pourcentage. La formule utilisée est présentée ci-dessous :

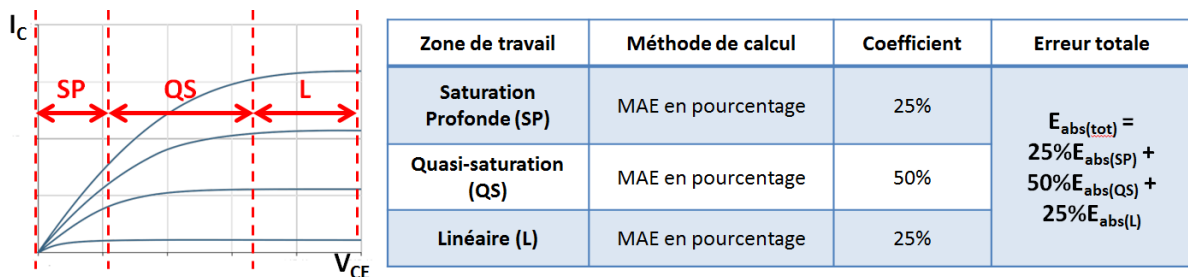
$$E_{abs} = \frac{1}{n} \sqrt{\sum_{i=1}^N \left(\frac{f_i - y_i}{f_i} \right)^2} \quad \text{Equation 3-81}$$

A partir de cette expression, nous pouvons observer que l'erreur s'exprime en pourcentage, ce qui nous permet de disposer de résultats de comparaison plus directs et plus compréhensibles. Nous avons choisi l'erreur absolue moyenne au lieu de l'erreur moyenne afin d'accentuer l'écart entre les simulations et les mesures, ce qui nous a permis de mieux quantifier leurs différences.

Le transistor bipolaire à fort gain que nous avons développé est conçu comme un composant de puissance. Lorsque nous observons sa courbe de sortie, trois zones distinctes peuvent être observées. Afin d'obtenir le meilleur compromis entre les pertes en conduction et les temps de commutation, il nous faudra travailler dans la zone de quasi-saturation. C'est une particularité du transistor bipolaire de puissance par rapport aux autres types de transistor bipolaire. Pour évaluer l'exactitude du modèle, il nous a fallu être très attentif à la description de la zone de quasi-saturation.

Pour ce faire, nous avons décidé de diviser la comparaison de la courbe de sortie en trois zones distinctes. Elles représentent respectivement la zone de saturation profonde, la zone de quasi-saturation et la zone linéaire. Afin de distinguer l'importance de chaque zone de travail, différents coefficients d'évaluation ont été choisis. Ceux-ci sont présentés dans le Tableau III. 6-1.

Tableau III. 6-1 : Coefficients d'importance des différentes zones de travail du transistor bipolaire à fort gain et calcul de l'erreur totale



Nous pouvons observer la contribution des coefficients de chaque zone de fonctionnement. Au lieu de donner un poids équivalent à chaque zone, nous avons décidé d'augmenter l'importance de la zone de quasi-saturation à 50%, le coefficient des autres

zones de fonctionnement a été choisi égal à 25%. La méthode de calcul de l'erreur absolue totale est également présentée.

Pour étudier l'écart entre les courbes de Gummel simulées et mesurées, nous n'avons pas appliqué la même méthode que celle utilisée pour la courbe de sortie, car nous ne disposons pas de zones de fonctionnement distinctes sur la courbe Gummel. Lors du calcul de l'erreur absolue moyenne, nous nous sommes appuyés sur l'ensemble de la courbe de manière équivalente.

III. 6. 2. Résultats de simulation SPICE et comparaison avec les caractérisations

Pour pouvoir disposer de simulations électriques représentatives, nous avons dans un premier temps créé un composant dans la librairie de Pspice et Capture. La création du transistor bipolaire à fort gain dans l'environnement Allegro s'est fait à l'aide d'un accessoire qui s'appelle Allegro Model Editor. Dans cet outil, il nous a fallu tout d'abord saisir la tenue en tension du composant V_{CEO} (420 V selon nos caractérisations, disponible au chapitre 2), la tension de claquage V_{CBO} (600 V) et les autres paramètres du modèle. Sachant que le simulateur Pspice utilise le modèle de Gummel-Poon pour décrire le comportement électrique du transistor bipolaire, nous avons utilisé les paramètres et les valeurs que nous avons obtenus dans le paragraphe précédent.

En plus des paramètres essentiels que nous avons extraits à partir des caractérisations, nous utiliserons également les valeurs par défaut de certains paramètres disponibles dans l'outil Pspice. Ce sera le cas par exemple de la largeur de la bande interdite du silicium à 300K, E_g et certains paramètres de bruits. Une liste exhaustive des paramètres utilisés dans notre modèle sera présentée en annexe 2.

Dans un premier temps, les résultats de simulation en direct du transistor bipolaire à fort gain seront présentés. Nous étudierons plus précisément les courbes de Gummel et les courbes de sortie.

La courbe de Gummel est la caractéristique la plus importante et la plus intéressante des transistors bipolaires (Figure III. 6-1).

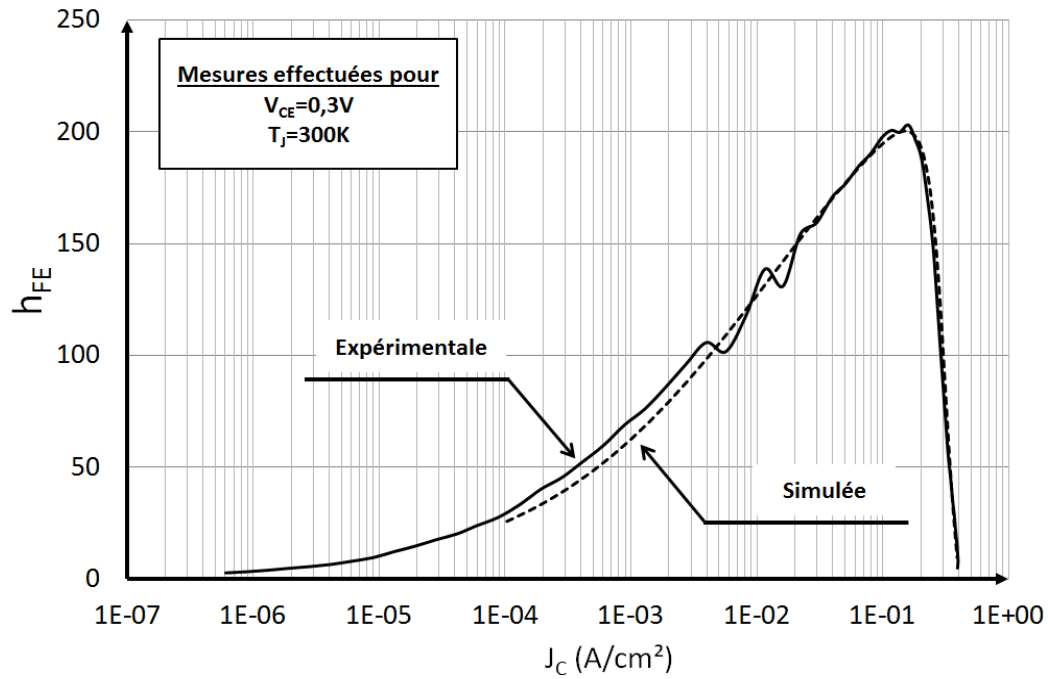


Figure III. 6-1 : Comparaison des courbes de Gummel en direct simulées et mesurées.

Dans la figure ci-dessus, la courbe continue représente la courbe de Gummel expérimentale en direct. La courbe en pointillée représente la même courbe, mais cette fois-ci simulée. Visuellement, nous pouvons constater que la courbe simulée est bien cohérente avec les mesures. Nous allons quantifier les écarts en appliquant la méthode d'évaluation que nous avons décrite précédemment.

Après avoir observé la courbe de Gummel simulée, nous nous sommes intéressés aux courbes de sortie en direct du transistor bipolaire à fort gain. Les résultats de simulation et de mesures sont présentés Figure III. 6-2.

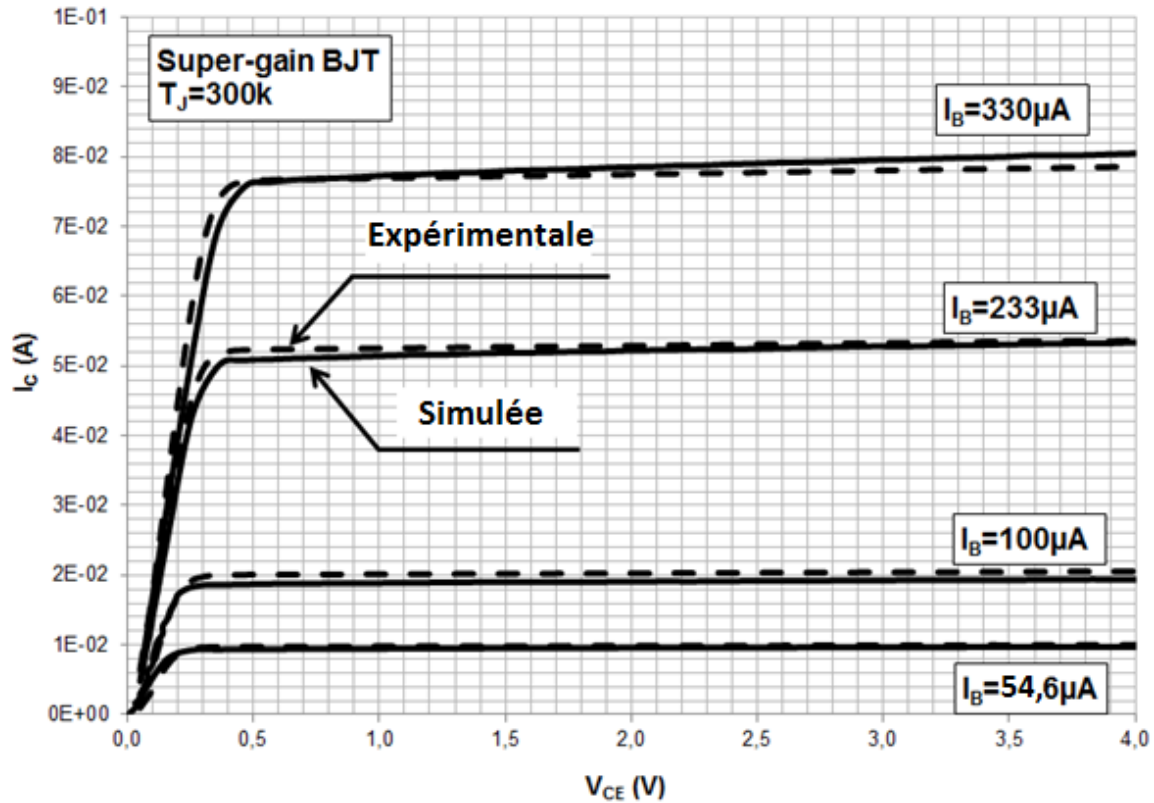


Figure III. 6-2 : Comparaison des courbes de sortie en direct simulées et mesurées en direct.

La figure ci-dessus présente plusieurs courbes de sortie et cela pour différents niveaux de courant de Base. Nous pouvons observer une bonne cohérence entre les courbes simulées et mesurées, ce qui veut dire que notre modèle SPICE est capable de décrire précisément la caractéristique de sortie en direct.

Comme nous l'avons mentionné auparavant, le gain en courant inverse, h_{FC} , est également très important pour le transistor bipolaire à fort gain, car il nous permettra de construire un interrupteur bidirectionnel TBBS. Le gain en courant inverse du transistor bipolaire est présenté Figure III. 6-3.

Dans la Figure III. 6-3, la courbe continue représente l'évolution du gain en courant mesuré en inverse, h_{FC} , en fonction de la densité de courant. La courbe en pointillée représente le h_{FC} simulé à l'aide du modèle électrique présenté précédemment. Nous pouvons constater que le gain en courant en inverse, h_{FC} , présente une bonne cohérence avec les résultats mesurés. Cela montre que notre modèle est capable de simuler les gains en courant directs et inverses de manière fiable et précise.

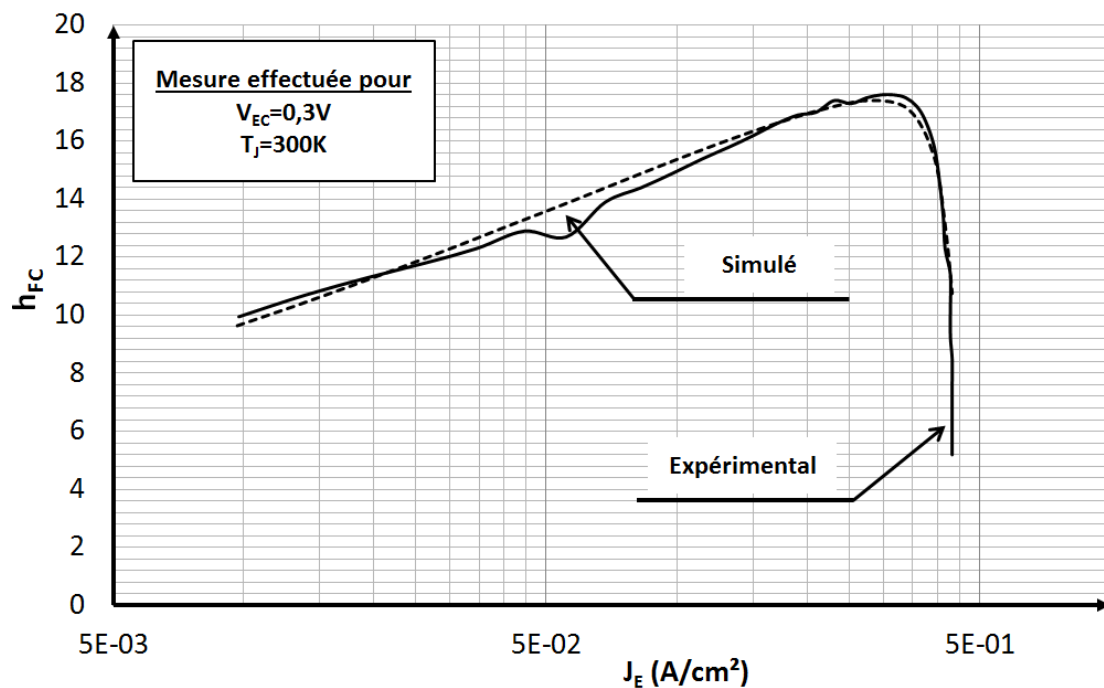


Figure III. 6-3 : Comparaison des gains en courant en inverse h_{FC} simulés et mesurés.

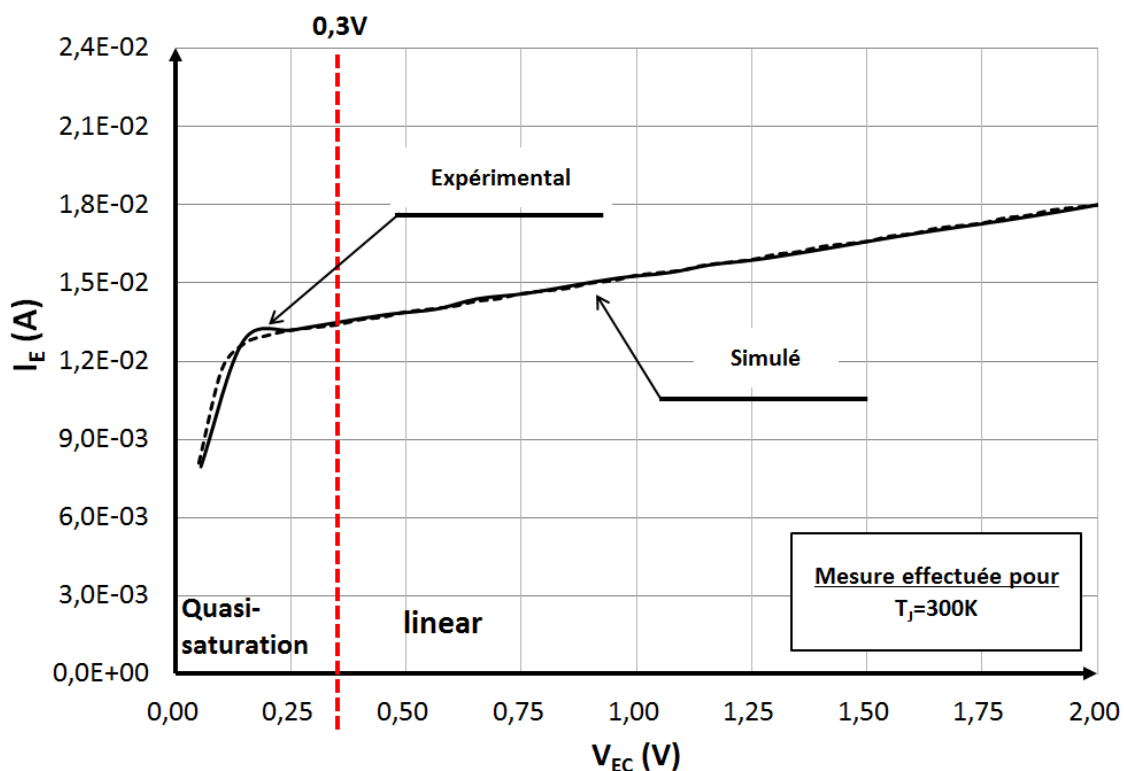


Figure III. 6-4 : Comparaison des courbes de sortie simulées et mesurées en régime inverse.

Nous allons également examiner l'exactitude des simulations en étudiant les courbes de sortie en régime inverse (Figure III. 6-4). Le courant de Base est égal à 1 mA. Nous pouvons observer à partir de cette figure que les deux courbes sont superposables.

Les quatre simulations électriques du transistor bipolaire à fort gain ont toutes été présentées. Visuellement elles sont toutes cohérentes avec les résultats de caractérisation dans les mêmes conditions. Afin de quantifier avec précision l'écart des résultats de simulation et de caractérisation, la méthode d'évaluation que nous avons présentée précédemment sera appliquée. L'erreur absolue moyenne en pourcentage sera calculée.

Afin de mieux évaluer les résultats obtenus, nous avons définis un critère d'évaluation pour l'erreur absolue moyenne en pourcentage. Si l'écart entre les courbes simulées et mesurées est inférieur à 5%, il sera jugé comme « parfait ». Si l'écart se situe entre 5% - 10%, on le considérera comme « très bien ». Si l'écart est compris entre 10% et 20%, le résultat sera « passable », au-delà nous considérerons que les paramètres du modèle non valides. Le tableau d'évaluation du modèle électrique du transistor bipolaire à fort gain est présenté ci-dessous :

Tableau III. 6-2 : Tableau d'évaluation de l'exactitude du modèle de Gummel-Poon proposé pour le transistor bipolaire à fort gain.

Terme de comparaison	Erreur absolue moyenne en pourcentage ($E_{abs(tot)}$)	Evaluation
Courbe de Gummel en direct (h_{FE})	8,1%	Bien
Courbe de sortie en direct pour $I_B=1mA$	8,0%	Bien
Courbe de Gummel en inverse (h_{FC})	2,0%	Parfait
Courbe de sortie en inverse pour $I_B=1mA$	1,2%	Parfait

Nous pouvons constater que dans ce tableau toutes les erreurs absolues moyennes sont inférieures à 10%, ce qui prouve la bonne qualité et robustesse du modèle proposé. En régime direct – les courbes de Gummel et de sortie– présentent une erreur absolue moyenne d'environ 8%. Nous pouvons également observer que l'écart entre les simulations et les

mesures en régime inverse est très faible ($<2\%$). Ce niveau d'erreur absolue moyenne que ce soit en régime direct et inverse valide l'utilisation de notre modèle électrique pour des applications futures.

Ces résultats de comparaison mettent en évidence l'exactitude de notre modèle SPICE, ils valident également les techniques d'extraction que nous avons utilisées pour obtenir les divers paramètres du modèle et leurs exactitudes. Maintenant nous disposons d'un modèle électrique robuste pour le transistor bipolaire à fort gain, nous allons pouvoir modéliser l'interrupteur bidirectionnel TBBS.

III. 7. Proposition d'un modèle électrique sous PSPICE pour le TBBS

L'interrupteur bidirectionnel (TBBS) que nous avons développé est réalisé grâce à l'association en anti-série de deux transistors bipolaires à fort gain. Sa modélisation s'appuiera sur le modèle SPICE que nous avons développée pour le transistor bipolaire à fort gain. Dans le paragraphe qui va suivre, nous allons nous intéresser à la modélisation électrique du TBBS.

III. 7. 1. Problème rencontré

Logiquement, la description sous PSPICE du TBBS s'est appuyée sur les modèles SPICE qui ont été définis pour le transistor bipolaire à fort gain puisque celui-ci est composé de deux transistors bipolaires à fort gain en anti-série. Dans un premier temps, nous avons associé deux transistors bipolaires à fort gain en anti-série. Cette association a ensuite été intégrée dans une simulation alternative. Nous avons pour cela travaillé dans l'environnement Allegro Capture[®]. La source d'alimentation est de 230V/50Hz. La fréquence de l'interrupteur TBBS a été fixée à 500Hz, ce qui signifie que le TBBS commute dix fois durant une période. Le résultat de cette simulation alternative est présenté Figure III. 7-1.

A partir de cette figure, nous pouvons constater que le TBBS simulé n'est pas en mesure de conduire proprement la tension de la source alternative. En comparant avec la courbe de commutation expérimentale du TBBS, nous pouvons constater que le TBBS simulé présente un offset très important dont la valeur évolue avec la tension de la source alternative. Cet offset est si important qu'il peut atteindre environ 130V, soit la moitié de la tension maximale de la source alternative.

Ce problème n'a pas été constaté lors des mesures avec des composants réels. On peut donc considérer qu'il provient du modèle électrique utilisé lors de la simulation. Afin de confirmer cette hypothèse, nous avons décidé d'examiner la courbe de Gummel du TBBS. Les résultats de simulation sont présentés Figure III. 7-2.

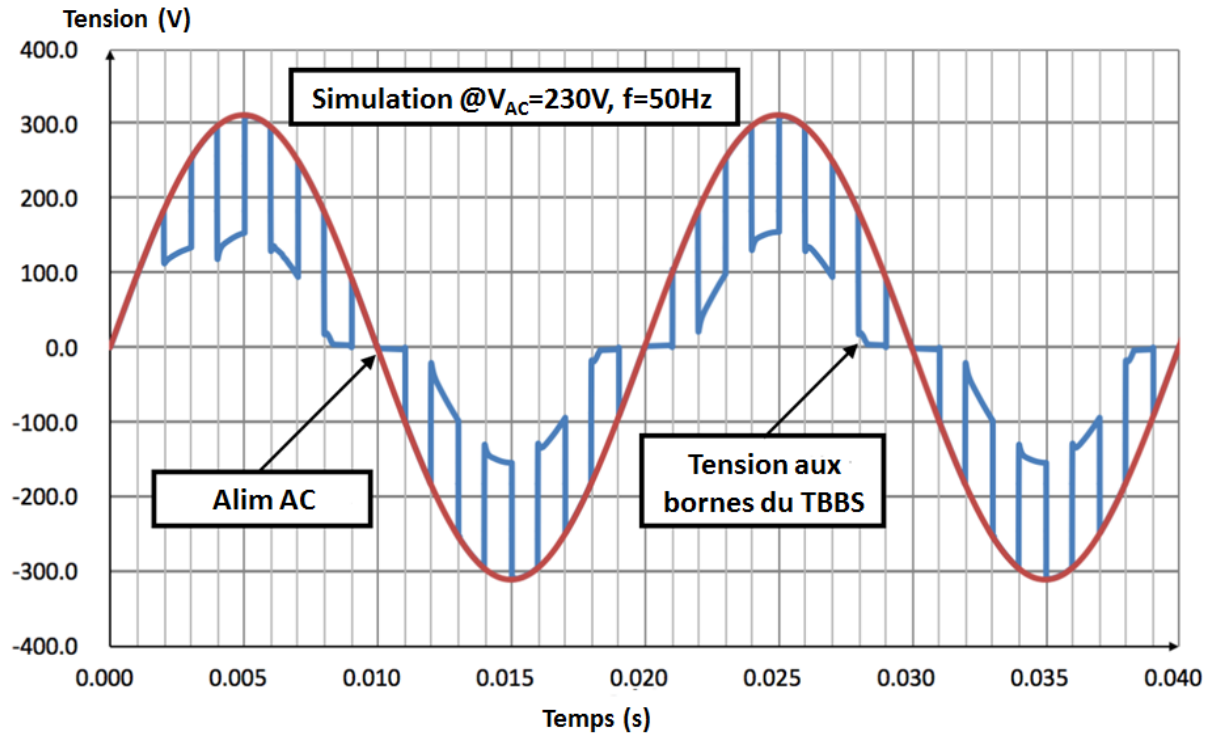


Figure III. 7-1 : Première simulation électrique du TBBS avec une source de tension alternative de 230V/50Hz.

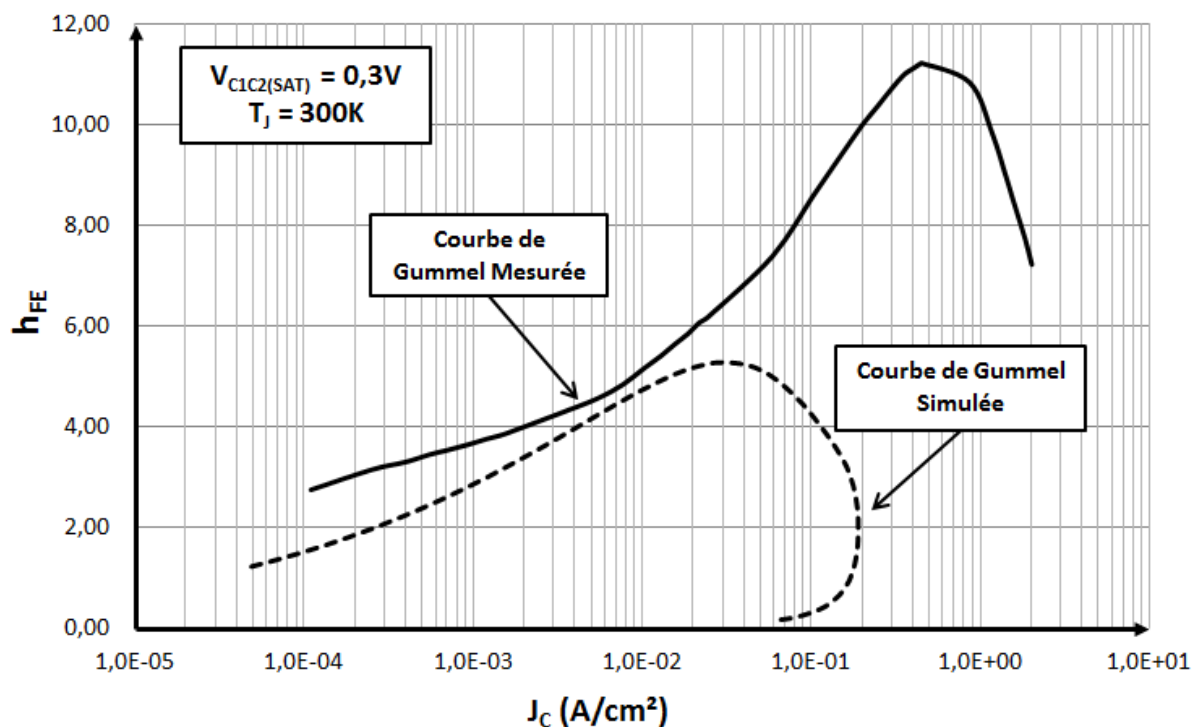


Figure III. 7-2 : Comparaison de la courbe de Gummel entre la simulation électrique et la caractérisation sous les mêmes conditions de test.

La Figure III. 7-2 nous permet d'observer que les courbes de Gummel simulées et mesurées sont très différentes. La courbe de Gummel simulée à faible injection est relativement cohérente avec les données expérimentales. En revanche, quand la densité de courant de Collecteur, J_C , devient plus importante, les deux courbes s'éloignent l'une de l'autre. La courbe de Gummel simulée est incurvée, ce qui signifie que nous avons une chute considérable du courant de Collecteur et du gain en courant du TBBS.

L'origine de ce problème provient du changement des résistances d'accès du TBBS par rapport à celles du transistor bipolaire à fort gain. En appliquant la même procédure de mesure que celle que nous avons utilisée pour R_C et R_E , nous avons constaté que la résistance du TBBS était plus faible. Afin de traduire ce phénomène de mutualisation des résistances entre les deux transistors bipolaires, nous avons décidé d'opter pour la parallélisation des résistances d'accès.

III. 7. 2. Mise en parallèle des résistances d'accès

L'analyse expérimentale que nous avons menée sur les résistances d'accès du transistor bipolaire et du TBBS a démontré la nécessité de réduire les résistances afin de traduire la mutualisation de ces résistances. Nous avons donc proposé un nouveau modèle électrique pour le TBBS qui résout les effets de distorsion sur la courbe de Gummel et améliore la courbe de commutation.

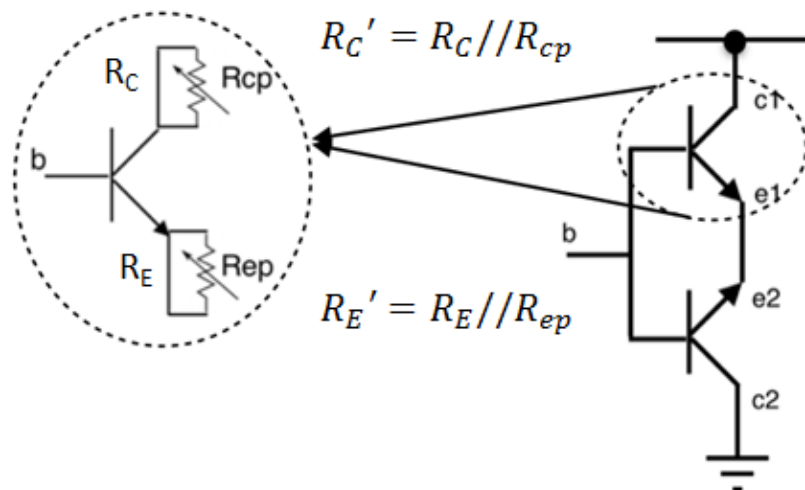


Figure III. 7-3 : Schéma représentatif de l'ajout des résistances supplémentaires pour le nouveau modèle électrique du TBBS.

Dans le nouveau modèle, deux résistances supplémentaires sont ajoutées. On les nomme R_{cp} et R_{ep} . Elles sont respectivement mises en parallèle avec les résistances d'accès du Collecteur et de l'Emetteur (Figure III. 7-3). Les deux résistances supplémentaires sont variables. Elles évoluent en fonction de la densité de courant. Il faut souligner que, dans le cas du modèle conventionnel de Gummel-Poon, les résistances sont constantes. Cela limite le domaine de validité du modèle.

Après avoir ajouté des résistances d'accès supplémentaires, le décalage important et les distorsions de la courbe de Gummel du TBBS sont éliminés. Cela peut s'expliquer de la manière suivante. Par rapport aux transistors bipolaires petits signaux, nous pouvons observer que les transistors bipolaires de puissance présentent une couche épaisse N^- . Cette couche est normalement faiblement dopée et doit être capable de supporter de forts champs électriques externes. Cette couche faiblement dopée entraîne une résistivité importante et par conséquent une résistance interne plus élevée (R_{N^-}). Cette résistance ne pourra plus être ignorée devant la résistance d'accès du Collecteur R_C et de l'Emetteur R_E .

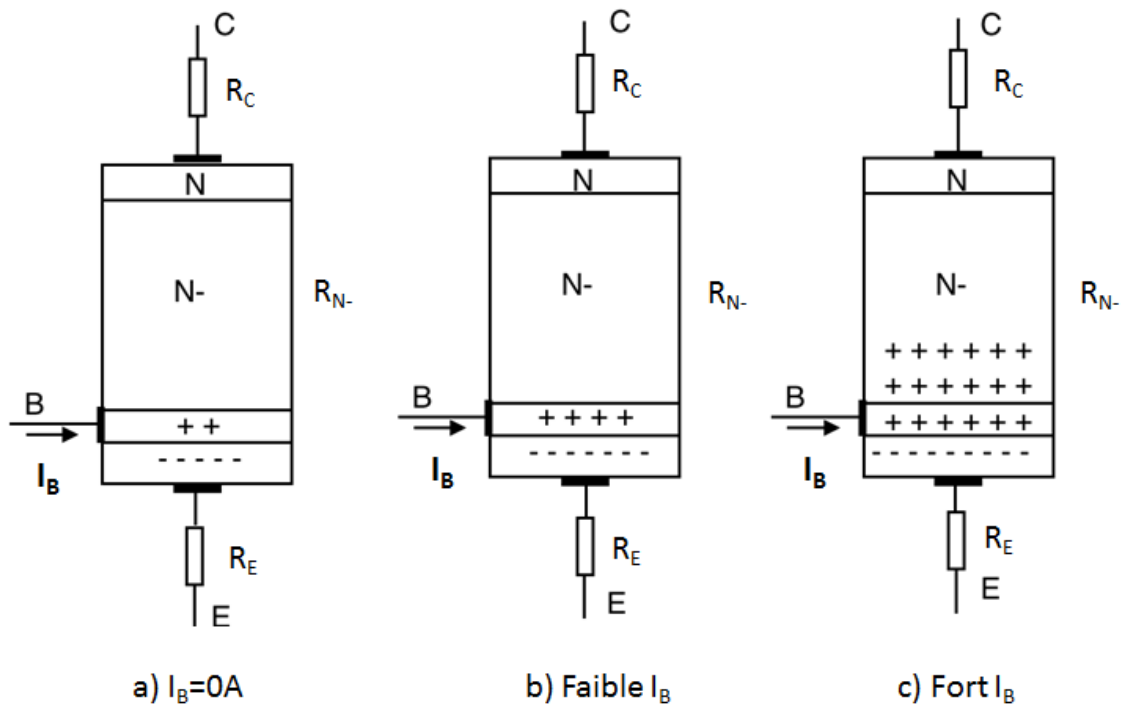


Figure III. 7-4 : Structure physique d'un transistor bipolaire de puissance soumis à différents niveaux d'injection de courant de Base.

Afin d'expliquer l'impact de l'évolution de la résistance totale sur le comportement électrique du transistor bipolaire, on distingue trois états de travail pour le transistor bipolaire

qui dépendent du niveau d'injection du courant de Base I_B , comme ce qui est présenté Figure III. 7-4.

a) $I_B=0$ A

Dans ce cas, le transistor bipolaire reste bloqué. Il n'y a pas de courant de Collecteur ou d'Emetteur qui circule dans le composant. La résistance totale R_{tot} du transistor s'exprime à l'aide de l'équation 3-82.

$$R_{tot} = R_C + R_{N-} + R_E \quad \text{Equation 3-82}$$

Dans cette équation, R_C représente la résistance équivalente du Collecteur, R_E est la résistance de l'Emetteur et R_{N-} est la résistance représentant la couche d'épitaxie N⁻. Comme nous l'avons mentionné auparavant, une tenue en tension élevée impose que la couche d'épitaxie soit épaisse, ce qui entraînera une valeur plus importante pour R_{N-} .

b) Faible I_B

Dans ce cas, le courant de Base, I_B , est faible devant le courant de Collecteur, le transistor bipolaire travaillera donc dans la zone linéaire. La jonction Base-Collecteur sera polarisée en inverse. Quand le courant de Base est injecté dans la Base P- du transistor bipolaire, les porteurs libres s'accumulent dans cette région. Comme le courant de Base est faible et la jonction Base-Collecteur est inversement polarisée, les porteurs libres pourront être rapidement et complètement évacués. Ce qui veut dire que la distribution des charges n'excèdera pas la capacité de stockage de la région de Base et de Collecteur. L'épaisseur équivalente de la couche d'épitaxie ne changera pas beaucoup (Figure III. 7-4 (b)).

En termes de résistance totale, les trois termes de l'équation 3-82 resteront presque inchangés. La valeur de R_{tot} sera plus grande.

c) Fort I_B

Dans ce cas-là, le courant de Base est important devant le courant de Collecteur. Le transistor bipolaire travaillera dans la zone de saturation. La jonction Base-Collecteur est polarisée en direct. Les porteurs libres dans le composant ne pourront plus être rapidement et efficacement évacués des zones de Base et d'épitaxie. L'accumulation des porteurs libres dans la zone d'épitaxie entraînera une augmentation de la concentration des porteurs libres et une

diminution de la résistivité. La résistance totale du transistor bipolaire diminuera et cela en raison de la diminution de la résistance de la couche d'épitaxie R_N .

A partir de l'analyse ci-dessus, nous pouvons observer que la résistance totale du transistor bipolaire décroît avec l'augmentation de l'injection du courant de Base. Donc celle-ci est plutôt variable que constante. Cependant il n'existe pas de résistance interne R_N dans le modèle Gummel-Poon. La résistance totale dans ce modèle est tout simplement la somme de R_C et de R_E . Elle ne reflète donc pas précisément l'évolution de la résistance totale qui dépend du niveau d'injection du courant de Base. Afin de tenir compte de l'évolution de R_N lors des simulations électriques du TBBS, un nouveau modèle électrique a été proposé. Ce modèle est capable de reproduire la décroissance de la résistance totale du TBBS en modifiant les résistances variables en parallèle R_{cp} et R_{ep} .

III. 7. 3. Résultats de simulation SPICE sous Orcad du TBBS

Dans le paragraphe précédent, la nature des résistances supplémentaires est introduite. Maintenant, il va nous falloir calculer les valeurs réelles du R_{cp} et R_{ep} pour notre TBBS. Les valeurs de ces résistances supplémentaires seront déterminées à l'aide de la fonction de coût. Cette fonction de coût est résolue en cherchant la R_{tot} qui correspond l'erreur minimale absolue moyenne. Après plusieurs simulations itératives, l'évolution de l'erreur absolue moyenne en pourcentage est obtenue (Figure III. 7-5).

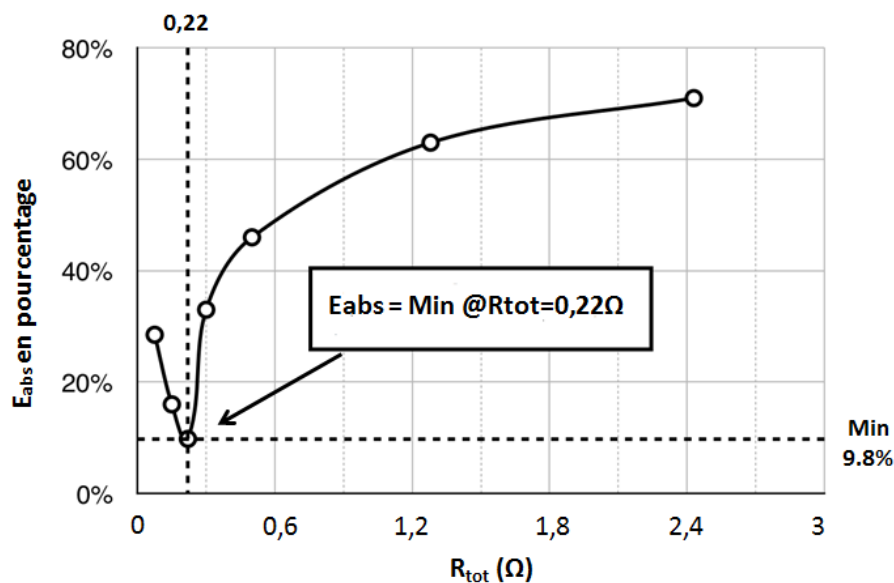


Figure III. 7-5 : Evolution de l'erreur absolue moyenne en pourcentage entre les courbes de Gummel simulée et mesurée du TBBS.

A partir de la courbe ci-dessus, on peut constater que l'erreur absolue moyenne, entre les courbes de Gummel simulées et mesurées, est minimale quand R_{tot} est égale à 0,22 Ω . Nous utiliserons les résistances $R_C'=0,15 \Omega$, $R_E'=0,07 \Omega$, soit $R_{cp}=0,262 \Omega$ et $R_{ep}=0,108 \Omega$ pour décrire chaque transistor bipolaire à fort gain.

A l'aide de ces nouvelles valeurs de résistances, de nouvelles courbes de Gummel simulées ont été obtenues (Figure III. 7-6).

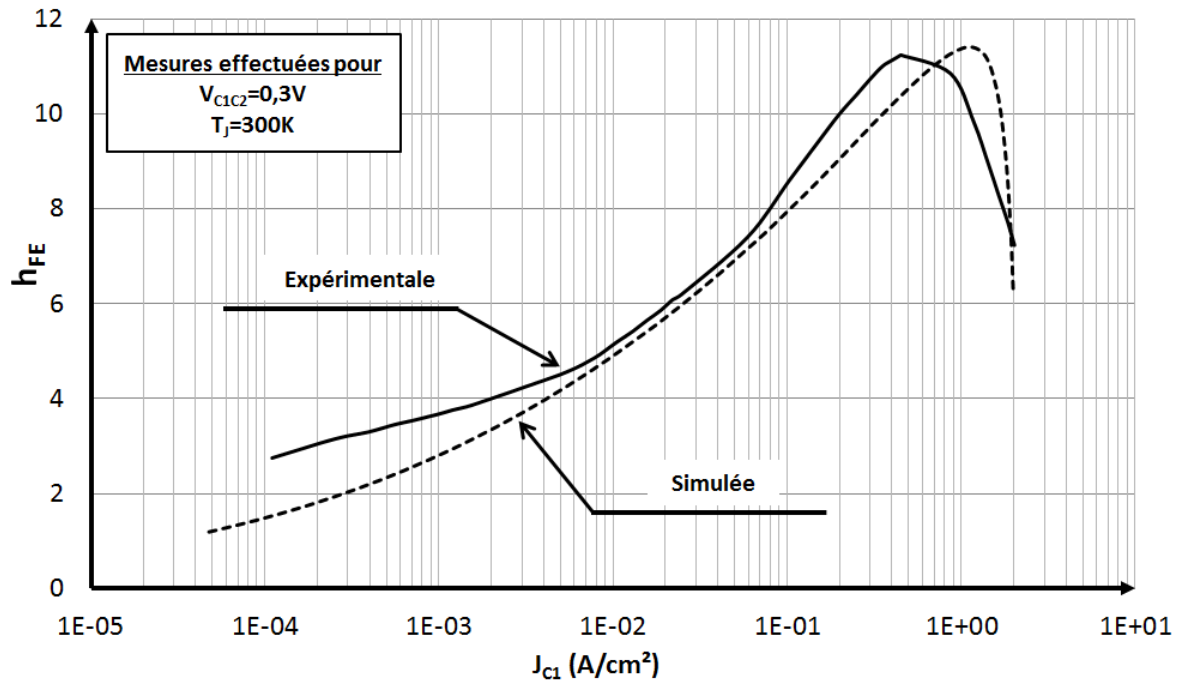


Figure III. 7-6 : Comparaison des courbes de Gummel simulées et mesurées d'un TBBS.

A partir de la figure ci-dessus, nous pouvons constater que la courbe simulée (pointillé) est beaucoup plus proche des mesures que lors des précédentes simulations (Figure III. 7-6). Ce qui implique que la nouvelle description électrique proposée est beaucoup plus précise. La différence quantitative $E_{\text{abs}(\text{tot})}$ entre les deux courbes sera présentée plus tard.

En plus de la courbe de Gummel, la courbe de sortie du TBBS est également simulée et comparée aux résultats expérimentaux (Figure III. 7-7). Nous pouvons constater que la courbe de sortie simulée est bien cohérente avec les mesures, particulièrement dans la zone de saturation.

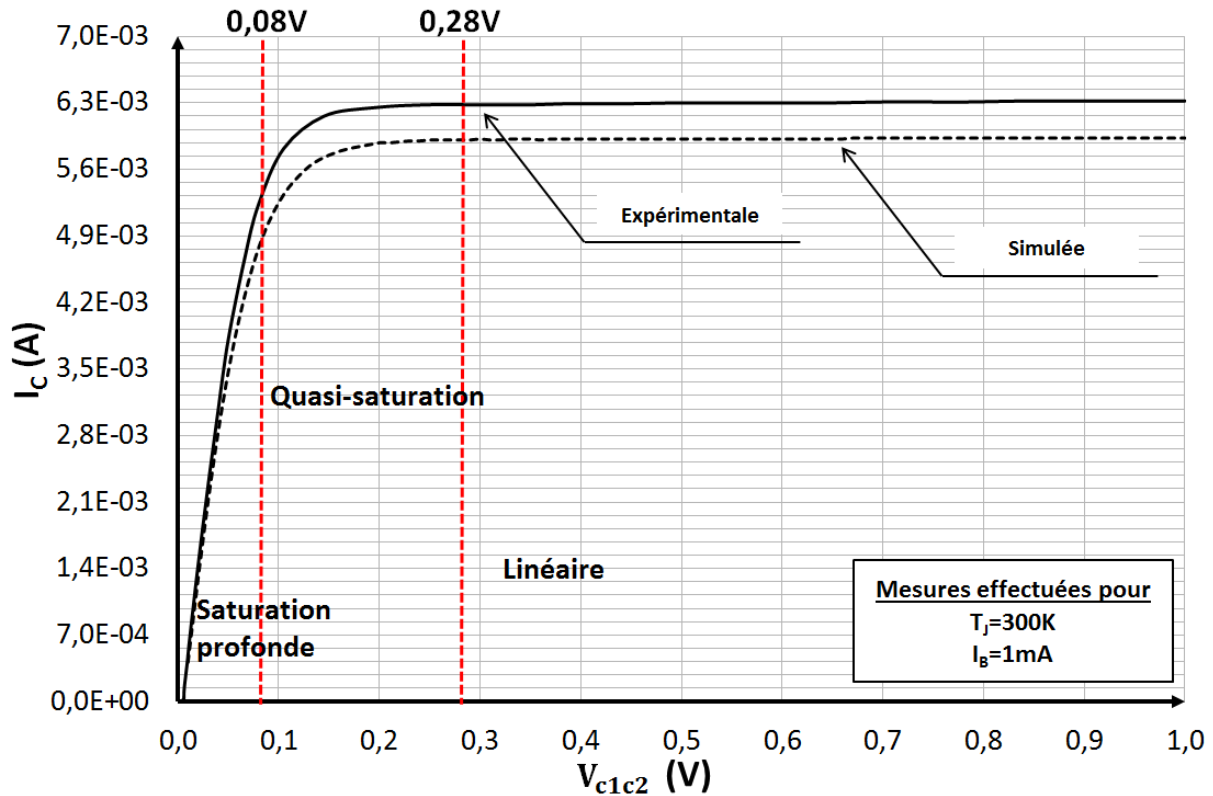


Figure III. 7-7 : Comparaison des courbes de sortie simulées et mesurées d'un TBBS.

Comme nous l'avons mentionné auparavant, la résistance totale évolue avec le niveau d'injection du courant de Base. Une simulation pour un fort niveau de courant de Base, $I_B=500$ mA, a été effectuée afin de tester la robustesse du modèle que nous avons proposé pour le TBBS. Les résistances équivalentes ont été fixées égales à $R_C'=0,04\Omega$ et $R_E'=0,035\Omega$. Les résultats de simulation sont présentés et comparés aux mesures expérimentales Figure III. 7-8.

Nous pouvons constater à forte injection, que la courbe de sortie simulée est bien cohérente avec la courbe de mesure. Ce qui implique une bonne robustesse de notre modèle électrique sur toute la plage de travail du TBBS.

En appliquant le même critère d'évaluation que celui que nous avons utilisé dans le Tableau III. 6-2, nous avons évalué la qualité du modèle électrique proposé pour le TBBS (Tableau III. 7-1).

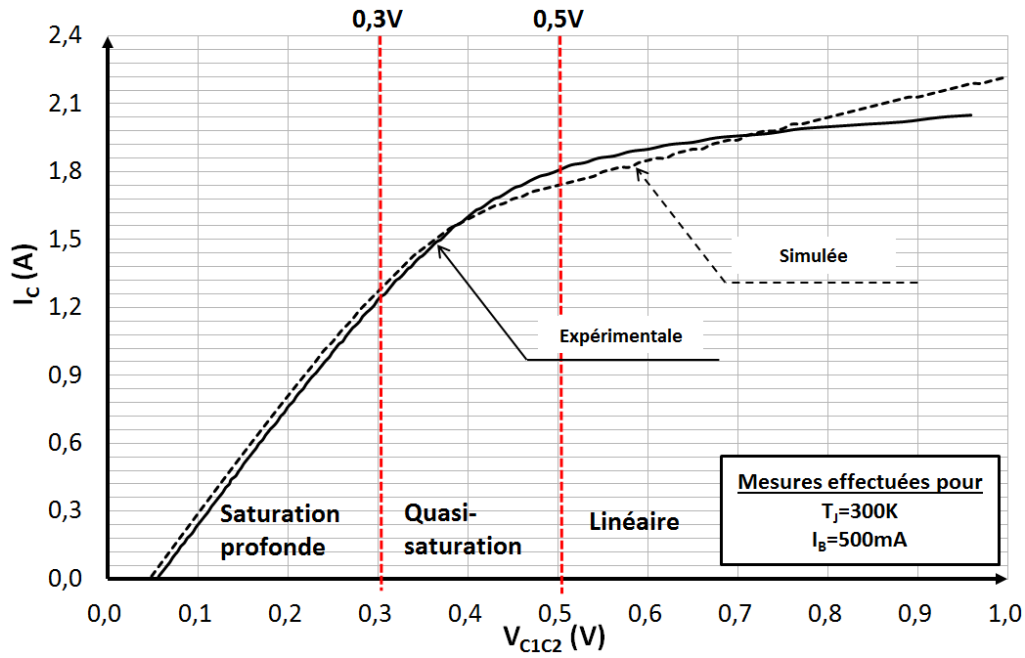


Figure III. 7-8 : Comparaison des courbes de sortie simulées et mesurées à fort injection de courant de Base ($I_B=500$ mA) pour un TBBS.

Tableau III. 7-1 : Tableau d'évaluation de la qualité du modèle électrique proposé pour le TBBS

Terme de comparaison	Erreur absolue moyenne en pourcentage ($E_{abs(tot)}$)	Evaluation
Courbe de Gummel en direct (h_{FE}) du nouveau modèle	9,8% (71% ancien modèle)	Bien
Courbe de sortie en direct pour $I_B=1$ mA	7,9%	Bien
Courbe de sortie en direct pour $I_B=500$ mA	3,2%	Parfait

Nous pouvons observer à l'aide de ce tableau que le nouveau modèle électrique du TBBS apporte une grande amélioration par rapport au premier modèle qui consistait à associer uniquement deux modèles de Gummel-Poon de transistor bipolaire à fort gain. L'écart entre les simulations et les caractérisations est inférieur à 10%. Plus important, le bon résultat de la simulation électrique à fort niveau d'injection prouve la bonne précision et la bonne robustesse du modèle proposé.

III. 8. Conclusion

Cette partie du travail nous a permis d'établir un modèle électrique robuste pour le transistor bipolaire à fort gain et l'interrupteur bidirectionnel TBBS. Celui-ci pourra être utilisé dans les futures applications réelles. Le modèle de Gummel-Poon a été choisi, modifié et validé. Nous avons construit un banc de caractérisation pour extraire les différents paramètres du modèle.

L'extraction des paramètres est divisée en trois parties principales, qui sont respectivement les paramètres ohmiques, les paramètres capacitifs et les paramètres DC non linéaires. Les techniques d'extraction (théorie et équations) ainsi que les résultats de caractérisation sont introduits en détail dans ce chapitre. Après avoir finalisé l'extraction des paramètres du modèle pour le transistor bipolaire à fort gain, le modèle SPICE établi a été simulé et validé dans l'environnement Allegro Cadence®. Les différents résultats de simulation, comme les courbes de Gummel et les courbes de sortie, en direct et en inverse, sont comparés aux résultats de caractérisation. Les résultats de comparaison ont confirmé l'exactitude et la précision du modèle SPICE utilisé. Les erreurs absolues moyennes en pourcentage, E_{abs} , entre la simulation et la caractérisation, sont toutes inférieures à 10%. La modélisation électrique pour le transistor bipolaire à fort gain est validée.

Fondé sur le modèle établi du transistor bipolaire à fort gain, le modèle électrique de l'interrupteur bidirectionnel TBBS a été construit. La comparaison des résultats de simulation, en appliquant ce nouveau modèle proposé, avec les résultats de mesure du TBBS a démontré la bonne précision de ce nouveau modèle pour le TBBS.

Conclusion générale et perspectives

Afin de répondre aux besoins de la gestion efficace de l'énergie électrique particulièrement dans le secteur en développement du bâtiment intelligent, le GREMAN a proposé un nouvel interrupteur bidirectionnel de 600 V nommé TBBS. Le TBBS est fondé sur l'association en anti-série de deux transistors bipolaires à fort gain. Des études antérieures ont validé l'intérêt de cette nouvelle topologie dans la réalisation d'un interrupteur bidirectionnel. Cette topologie permet d'obtenir une faible puissance dissipée en conduction par rapport aux autres solutions d'AC switch existantes. Les travaux de recherche présentés dans ce manuscrit complètent et approfondissent nos connaissances sur les transistors bipolaires à fort gain ainsi que sur leurs associations (TBBS). Nous avons travaillé, plus précisément, sur la modélisation physique, la caractérisation et la modélisation électrique du TBBS et de sa partie élémentaire – le transistor bipolaire à fort gain. Ces trois aspects du travail ont été présentés successivement dans les trois chapitres de ce mémoire.

Le premier chapitre sur la modélisation physique a débuté par la définition de la structure physique du transistor bipolaire à fort gain dans l'environnement de simulation à éléments finis, Sentaurus Process. Cette première structure physique « process » s'est appuyée sur le procédé technologique de fabrication du transistor bipolaire à fort gain qui a été développé sur le site de STMicroelectronics de Tours. Une fois la structure « process » définie nous avons pu construire la structure « device » correspondante, l'intégrer dans Mixed-mode et développer ainsi l'architecture du TBBS. Dans un premier temps, l'exactitude et la robustesse de la structure physique du transistor bipolaire à fort gain ont été testées. Des comparaisons entre des résultats expérimentaux et simulés ont été menées. La structure physique proposée était bien en mesure de reproduire les performances électriques du vrai transistor bipolaire à fort gain. La modélisation physique réussie du transistor bipolaire à fort gain nous a orientés vers la proposition d'une structure physique du TBBS, ce dernier étant composé de deux transistors bipolaires à fort gain connectés en anti-série. La topologie du TBBS a été reproduite sous Sentaurus Device. Les résultats de simulation se sont avérés correspondants avec les résultats de caractérisation du TBBS. Le modèle physique du TBBS a donc été validé. L'établissement de ce modèle physique est essentiel pour l'exploitation, l'étude et l'amélioration du TBBS futur.

La partie caractérisation a été présentée dans le deuxième chapitre de ce mémoire. Tout d'abord nous avons effectué la caractérisation statique du TBBS à température ambiante (300K). Les courbes de Gummel, de sortie et la tenue en tension ont été obtenues. Le gain en courant h_{FE} du TBBS peut dépasser 10 en direct et en inverse. La tenue en tension est de 600V

dans les deux directions. Pour les composants bipolaires, la température a une influence importante sur ses performances électriques. Nous avons donc étudié l'impact de la température sur le comportement électrique statique du TBBS et du transistor bipolaire à fort gain. Les résultats nous ont montré que les gains en courant du TBBS et du transistor bipolaire à fort gain pouvaient être fortement influencés par la température de jonction. En revanche, leurs tensions en tension n'étaient pas sensibles au changement de température. La caractérisation statique de nos composants bipolaires s'est poursuivie par des caractérisations dynamiques. Avant d'effectuer la caractérisation dynamique, une solution de commande pour le TBBS et le transistor bipolaire à fort gain a été développée. Le circuit de commande proposé a résolu les problèmes de potentiel flottant, d'accélération dans la Base et de protection contre la désaturation, ce qui nous a permis d'obtenir de meilleures performances en régime dynamique. La configuration « double pulse » a été appliquée pour la caractérisation. Le banc de test a été introduit ainsi que la procédure de caractérisation. Les résultats de caractérisation dynamique montrent que la vitesse de commutation du transistor bipolaire à fort gain est bien meilleure que celles des transistors bipolaires de puissance de même gamme. Les temps de commutation du TBBS sont également comparables aux temps de commutation d'interrupteurs bidirectionnels tel que le TRIAC.

L'étude sur la modélisation électrique, type circuit, que nous avons menée sur le TBBS et le transistor bipolaire à fort gain, est présentée dans le troisième chapitre de ce mémoire. Cette partie du travail est fondée sur le modèle SPICE de Gummel-Poon. Les paramètres du modèle ont été extraits à partir de mesures expérimentales. Le banc de mesures, les résultats de mesures et la procédure d'extraction des paramètres du modèle ont été présentés en détail. Le modèle électrique obtenu a été validé en comparant les simulations électriques et les résultats de caractérisations du composant. L'erreur maximale, que nous avons observée, est inférieure à 10%, ce qui valide l'exactitude et la précision du modèle électrique proposé.

Les travaux que nous avons menés sur le TBBS et le transistor bipolaire à fort gain dans le cadre de mon doctorat ouvrent de nombreuses perspectives. Celles-ci sont développées ci-dessous:

Exploitation approfondie du transistor bipolaire à fort gain

Nous avons montré que les performances du TBBS étaient fortement liées aux performances des transistors bipolaires à fort gain et particulièrement à leurs gains en courant

en inverse (h_{FC}). Cette caractéristique déterminera la capacité de conduction en courant du TBBS. L'augmentation du gain en courant, h_{FC} , du transistor bipolaire à fort gain permettra au TBBS de travailler avec un niveau de courant de Collecteur plus important. D'autant plus que h_{FC} influence indirectement le point de fonctionnement et la chute de tension en conduction du TBBS.

De ce point de vue, l'amélioration du gain en courant du transistor bipolaire à fort gain est essentielle pour le développement du TBBS. Cela pourra se faire en modifiant la structure physique du transistor bipolaire à fort gain. Le modèle physique, que nous avons proposé et validé dans le premier chapitre, nous permettra d'effectuer des simulations paramétriques qui nous permettront d'évaluer les changements potentiels de manière précise et efficace.

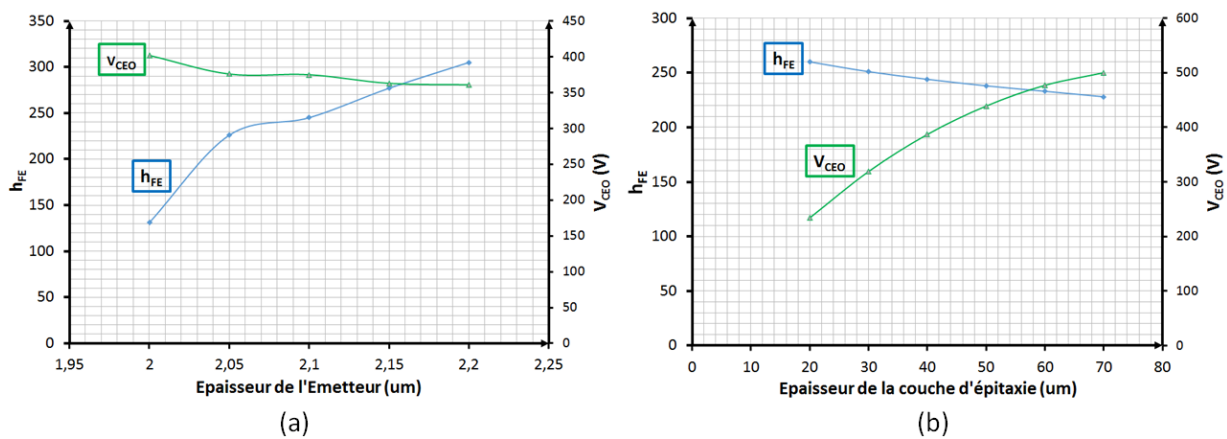


Figure III. 8-1 : Evolution du gain en courant h_{FE} et de la tenue en tension V_{CEO} en fonction de l'épaisseur de la couche d'épitaxie (a) et de l'Emetteur (b).

La Figure III. 8-1 nous montre les premiers résultats de simulation paramétrique du transistor bipolaire à fort gain en s'appuyant sur le modèle physique présenté dans le Chapitre I. Nous avons évalué l'influence de l'épaisseur de la couche d'épitaxie et de l'Emetteur sur le gain en courant en direct h_{FE} et la tenue en tension V_{CEO} . Les résultats de simulation, présentés Figure III. 8-1 (a), ont dévoilé que le gain en courant du transistor bipolaire à fort gain est très sensible à l'épaisseur de l'Emetteur. Cela nous permettra d'avoir un h_{FE} plus grand en augmentant l'épaisseur de l'Emetteur.

La Figure III. 8-1 (b) nous a mis en évidence que la tenue en tension V_{CEO} du transistor bipolaire à fort gain est étroitement liée à l'épaisseur de la couche d'épitaxie. Une couche d'épitaxie plus épaisse nous permet d'avoir un V_{CEO} plus important. En revanche, le gain en courant du transistor sera pénalisé. Des études plus approfondies devront être

effectuées sur la structure physique du transistor bipolaire à fort gain afin d'optimiser son gain en courant et sa tenue en tension.

Association des TBBS

Les applications de l'électronique de puissance nécessitent de forts courants et de fortes tensions. Très souvent, l'exigence en courant ou en tension de ces applications dépasse les limites des composants utilisés. Dans cette condition, l'association des composants sera une alternative intéressante, que ce soit en série ou en parallèle [77], [78], [79]. La mise en série des composants actifs nous permet d'avoir une tenue en tension plus importante. La parallélisation de plusieurs composants de puissance peut augmenter le courant maximal et favoriser l'évacuation de la chaleur.

C'est pourquoi, nous étudierons l'association de plusieurs TBBS pour agrandir son domaine d'application en tension et en courant.

La Figure III. 8-2 (a) nous montre le schéma représentatif de deux TBBS associés en série. Sachant que chaque TBBS peut supporter 600 V dans les deux sens, l'association des deux en série nous permet d'avoir une structure qui peut tenir 1200 V. La Figure III. 8-2 (b) présente une structure ayant plusieurs TBBS associés en parallèle. Chaque TBBS conduit une partie du courant de charge dans cette topologie, le courant total qui peut traverser cette structure sera donc plus grand.

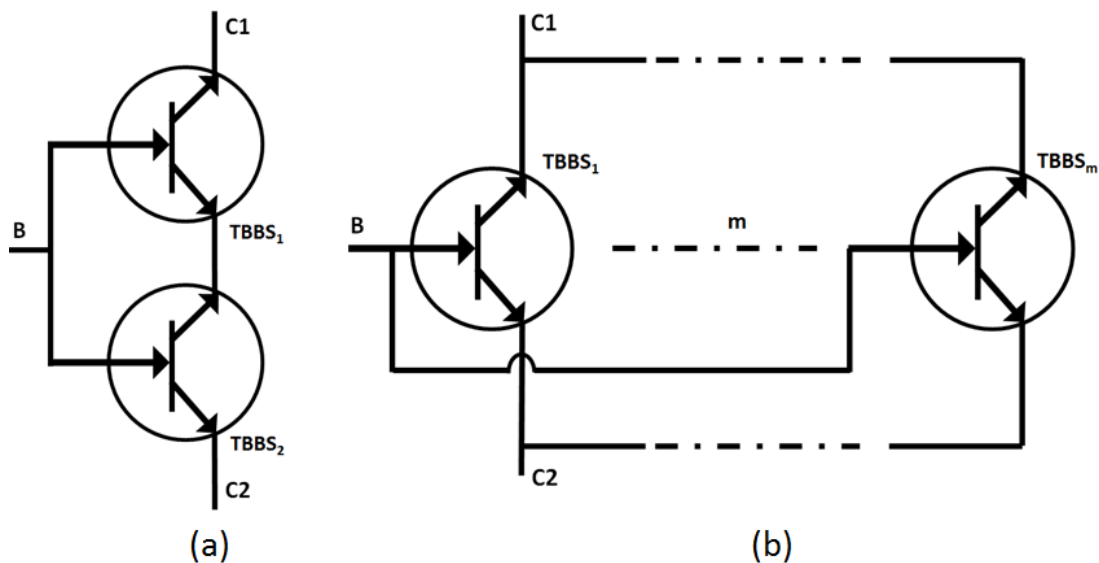


Figure III. 8-2 : Association des TBBS en série (a) et en parallèle (b).

Mise en application du TBBS

A partir des résultats expérimentaux du TBBS, nous avons pu constater que sa tension de quasi-saturation était très faible (environ 0,3 V), ce qui signifie que le TBBS présente une faible puissance dissipée par rapport aux solutions d'AC switch que nous avons présentées au début de ce mémoire. Le TBBS est totalement commandable à la fermeture et à l'ouverture. Intégrer le TBBS dans une application réelle est donc très intéressant. Le TBBS pourrait être un bon candidat pour remplacer les autres interrupteurs bidirectionnels.

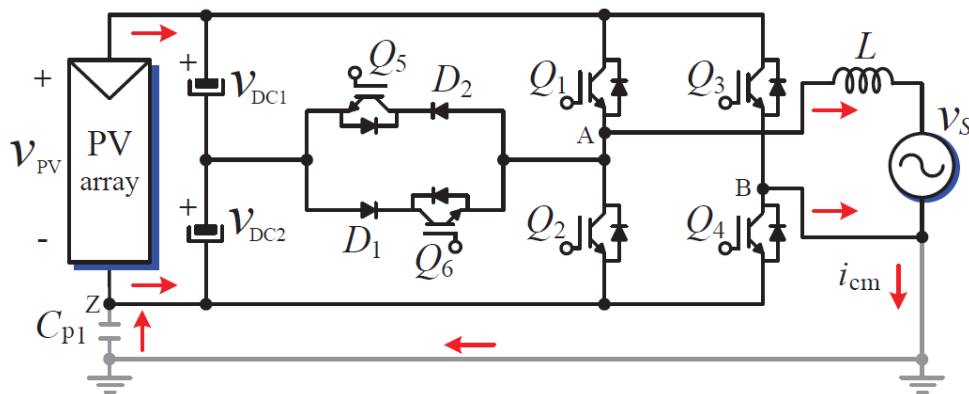


Figure III. 8-3 : Topologie d'un 5L-SC onduleur dédié au système photovoltaïque domestique.

La Figure III. 8-3 présente un onduleur 5 niveaux Stacked-Cell (5L-SC) [80]. Il est utilisé dans les systèmes photovoltaïques domestiques. Sur la figure, nous pouvons identifier que les interrupteurs unidirectionnels, associés aux diodes de puissance connectées en série, assurent la fonction d'interrupteur bidirectionnel. Quand le courant circule du point A vers le point B, l'interrupteur Q6 et la diode de puissance D1 sont passants. Dans le cas inverse, le courant passe par Q5 et D2. La chute de tension sur ces composants fixe la puissance dissipée en conduction. Les pertes sont importantes parce que le courant doit passer par les quatre composants de puissance (MosFETs+diodes) à chaque alternance.

Un bilan de distribution de puissance dissipée sur les composants utilisés dans cette topologie est présenté Figure III. 8-4. Cette estimation a été faite en utilisant IRF460LC comme MosFET et MUR3060WT comme diode [80].

La Figure III. 8-4 démontre que la moitié des puissances dissipées est générée par les interrupteurs Q5, Q6 et les deux diodes D1, D2. Grâce à la bidirectionnalité en courant et en tension du TBBS, il nous sera possible de remplacer ces quatre composants par un seul TBBS

pour assurer la fonction d'interrupteur bidirectionnel. La faible tension de quasi-saturation du TBBS ($< 1\text{ V}$) rendra ce dernier très compétitif en termes de puissance dissipée pour un même niveau de courant de charge.

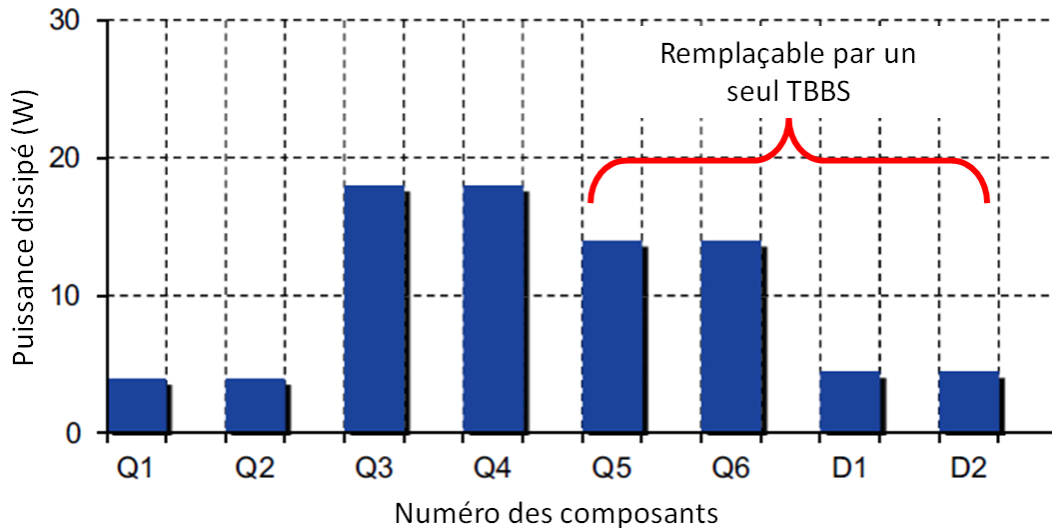


Figure III. 8-4 : Distribution des puissances dissipées en conduction sur les composants de puissance utilisés dans un 5L-SC onduleur.

Une première simulation de cette topologie a été faite en utilisant le modèle électrique du TBBS et le circuit de commande que nous avons proposé dans le deuxième chapitre. Les premiers résultats de simulations électriques ont dévoilé la faisabilité et l'intérêt du TBBS dans cette topologie d'onduleur. La réalisation de ce genre d'onduleur avec un TBBS sera un bon moyen de valoriser ses avantages.

Bibliographie

- [1]. RESEAU DE TRANSPORT D'ELECTRICITE (RTE). *Bilan électrique français 2015*. Paris, 2016.
- [2]. U. S. ENERGY INFORMATION ADMINISTRATION. *Electric Power Annual 2015*. Washington, DC 20585, novembre 2016.
- [3]. F. Guggemos, D. Cavaud, Z. Coléou, *Chiffre clés de l'énergie Edition 2016*, Paris : Le service de l'observation et des statistiques (SOeS), février, 2017, 72 p.
- [4]. L-V. Phung, F. Ihuel. N. Batut, J-B. Quoirin. A. Schellmanns, L. Ventura, Modeling of a symmetrical bipolar monolithic bidirectionnel switch, in *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'2009)*, Barcelona, Spain, 8-10 septembre 2009.
- [5]. C. Benboujema, *Etude d'une structure d'interrupteur 4 quadrants à faible perte à Base de transistor bipolaire à fort gain*, thèse, Université François-Rabelais, 18 juillet 2011, 234 p.
- [6]. R. Missaoui Badreddine, *Gestion énergétique optimisée pour un bâtiment intelligent multi-sources multi-charges : différents principes de validations*, thèse, Université de Grenoble, 7 août 2006, 186 p.
- [7]. F. Thiesse, F. Michahelles, Smart Objects as Building Blocks for the Internet of Thing, *IEEE Internet Computing*, janvier 2011, pp. 30-37.
- [8]. J. Szymenderski, D. Typanska, Management of hybrid renewable energy source in smart building, *Poznan University of Technology Academic Journals*, 2011, Vol. 81, pp. 191-196.
- [9]. Smart Grids-CRE, [référence du mars 2015], <http://www.smartgrids-cre.fr/index.php?p=smarthome-maison-batiment-intelligent>
- [10]. Zion Research Analysis, *Smart Building Market for Residential, Commercial, Hospitality Airports, Institutional, Industrial, and Other Buildings: Global Industry Perspective, Comprehensive Analysis and Forecast, 2014-2020*, Market Research Store, novembre 2015, 110 p.
- [11]. M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook : Devices, Circuits and applications (Third Edition)*, USA, Elsevier Inc, mars 2011, 1409 p.
- [12]. S. Hoshi, S. Boyd, R. W. Dutton, Optimal Doping Profiles via Geometric Programming, *IEEE Transactions on Electron Devices*. Vol. 52, No. 12, Décembre, 2005, pp. 2660-2675.

- [13]. B. W. Willams, *Principles and Elements of Power electronics*, University of Strathclyde, Glasgow, Barry W. Willams, 2006, 986 p.
- [14]. B. Jayant Baliga, *Fundamentals of Power Semiconductor Devices*, North Carolina State university, USA, Springer Science, 2008, 1068 p.
- [15]. A. S. Zoolfakar, N. A. Schahrol, Modeling of NPN Bipolar Junction Transistor Characteristics Using Gummel Plot Technique, in *2010 International Conference on Intelligent Systems, Modeling and Simulation (ISMS)*, Phnom Penh, Cambodia, 25-27 janvier 2010, pp. 396-400.
- [16]. M. J. Martin-Martinez, S. Pérez, D. Pardo, T. Gonzalez, High injection effects on noise characteristics of Si BJTs and SiGe HBTs, *Microelectronics Reliability*, vol. 41(2010), pp. 847-854.
- [17]. A. P. Godse, U. A. Bakshi, *Elements of Electronics Engineering (First Edition)*, Technical Publications Pune, 2008.
- [18]. ECE Tutorials, Electronics and control Systems, [référence du janvier 2014], <http://ecetutorials.com/analog-electronics/operation-of-bjt/>.
- [19]. P. Palestri, C. Fiegna, L. Selmi, J. W. Slotboom, Optimization Guidelines for Epitaxial Collectors of Advanced BJT's with Improved Breakdown Voltage and Speed. In : *Electron Devices Meeting (IEDM'98)*, 6-9 décembre 1998.
- [20]. J. Raoult, *Etude et modélisation de Transistors bipolaires à Hétérojonction SiGe application à la conception d'oscillateurs radiofréquences intégrés*, thèse, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, soutenue le 16 décembre 2003, 220 p.
- [21]. H. Kondo, Y. Yuukimoto, K. Shirahata, Gate Associated Transistor, Digest of Technical Paper, in *1979 IEEE Internatinal Solid-state Circuit Conference*, Philidelphia. PA. USA, 14-16 février, 1979.
- [22]. H. Kondo, Y. Yuukimoto, A High Current Gain and High Speed Power Gate Associated Transistor, *Japanese Journal of Applied Physics*, vol. 20, supplement 20-1, pp. 105-109.
- [23]. L. V. Phung, *Etude de structures d'interrupteurs intégrables bidirectionnels en tension et en courant : le transistor bipolaire symétrique*, thèse, Université François-Rablais, soutenue le 22 octobre 2010, 189 p.
- [24]. D. A. Neamen, *Semiconductor Physics and Devices : Basic Principles (Fourth Edition)*, Mc-Graw-Hil Companies, Inc., 2011, pp. 2116-519.

- [25]. C. Benboujema ; A. Schellmanns, N. Batut, J. B. Quouirin, L. Ventura, Low Losses Bidirectional Switch for AC mains, in : Power Electronics and Applications 2009 (EPE'09), Barcelona, Spain, 8-10 septembre 2009.
- [26]. J-M. Gallière, J. Boch, *Mise en Œuvre de la simulation mixte électronique/TCAD pour décloisonner l'enseignement de la microélectronique*, Pôle CNFM de Montpellier, Université de Montpellier II.
- [27]. Synopsis, *Sentaurus Workbench User Guide, Version H-2013.03*, mars 2013, 238 p.
- [28]. H. Zou, Y. Moursy, R. Iskander, J-P. Chaput, An Adaptive Mesh Refinement Strategy of Substrate Modeling for Smart Power ICs, in : *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS 2016)*, Montreal, Canada, May 2016. pp. 2358-2361.
- [29]. Synopsis, *Sentaurus Manual : Mesh Generation Tools Version H-2013.03*, mars 2013.
- [30]. P-T. Liu, J-H. Lee, Y. S. Huan, David Su, Application of secondary electron potential contrast on junction leakage isolation, *Applied Physics Letters* 95, 122005 (2009). Doi :10.1063/1.3233963.
- [31]. J-H. Lee, P-T. Liu, Surface potential mapping of P+/n-well junction by secondary electron potential contrast with in situ nano-probe biasing, *Microelectronic Engineering*, vol. 95, juillet 2012. Pp. 5-9.
- [32]. Synopsis, *Sentaurus Process User Guide, Version H-2013.03*, mars 2013, 1148 p.
- [33]. Synopsis, *Sentaurus Structure Editor User Guide, Version H-2013.03*, mars 2013, 834 p.
- [34]. Synopsis, *Sentaurus Device User Guide, Version H-2013.03*, mars 2013, 1416 p.
- [35]. Sheng S. Li, *Semiconductor Physical Electronics, 2nd Edition*, Springer Publishing, July 10, 2006, 697p.
- [36]. Francis Levy, *Physique et Technologie des Semi-conducteurs*, Presses Polytechniques et Universitaire Romandes (PPUR), 1, avril, 1999, 450p.
- [37]. C-M. Sidney, P. A.Houston, Analysis of the Temperature Dependence of Current Gain in Heterojunction Bipolar Transistor, *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 44, No. 1, janvier 1997, pp. 17-24
- [38]. K. R. Sinha, *The thermal effects of self heating of transistors on analog amplifier design and evaluation*, thèse, University of Texas , Arlington, soutenue en décembre 2008, 272 p.
- [39]. Didier Magnon, Chapitre III : Le Transistor Bipolaire en Commutation, *Les composants électroniques de commutation*, 28 octobre 2010, pp. 24-38.

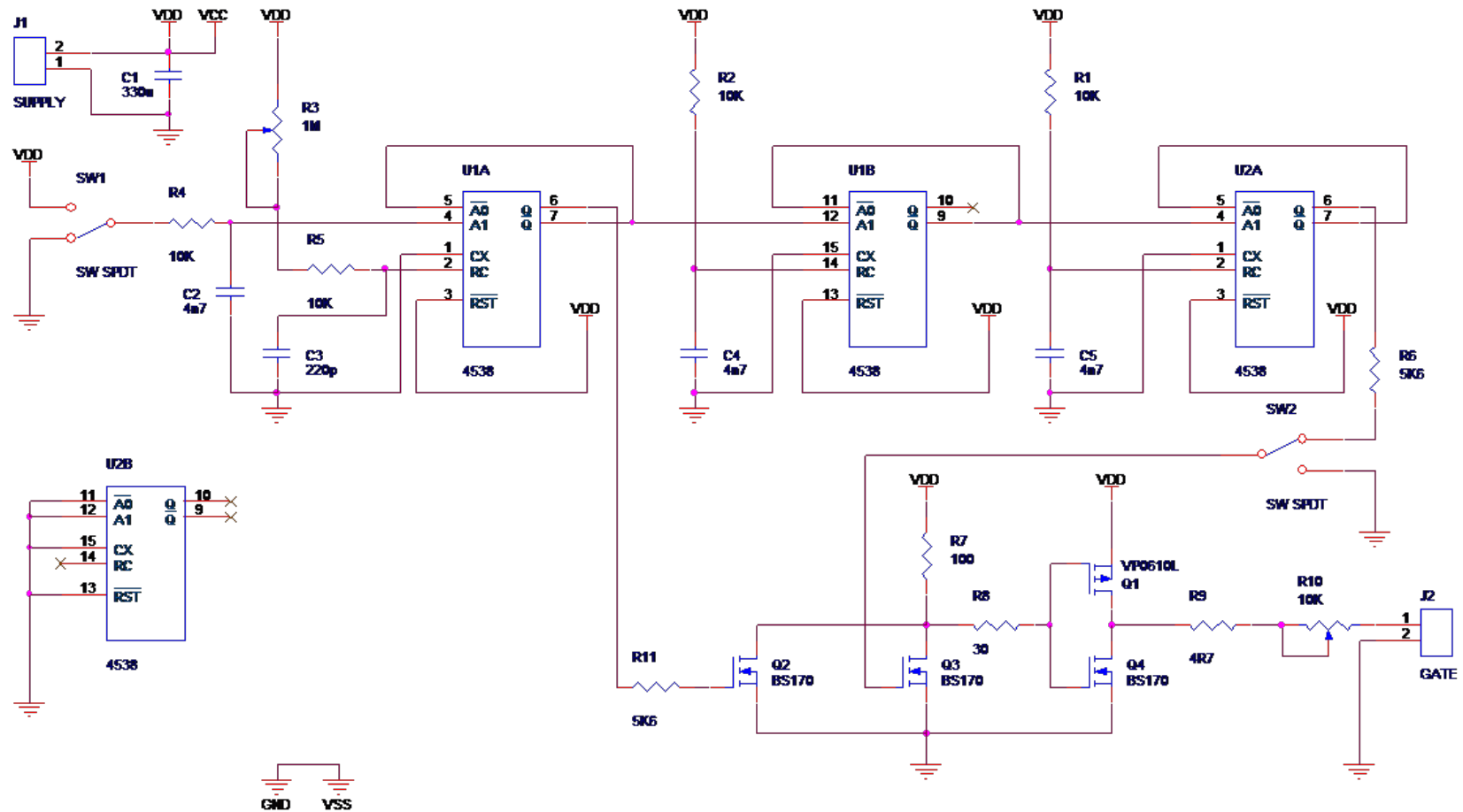
- [40]. Daniel W. Hart, *Power electronics : chapter 5-Power Semiconductor Devices*, Mc Graw-Hill, 2011, 477 p.
- [41]. N. Mohan, T. Underland, W. Robbins, *Power Electronics : Converters, Applications and Design, Third Edition*, John Willey&Sons Inc, USA, 2003.
- [42]. Mihai Albu, Control of the Power bipolar junction transistor, http://www.euedia.tuiasi.ro/lab_ep/ep_files/Lab_no_4_c1.pdf.
- [43]. R. H. Baker, *Maximum Efficiency Transistor Switching Circuits*, Massachusetts Inst of Tech Lexington Lincoln Lab, 22 Mars 1956, 31 p.
- [44]. N. Chadderton, D. Rosaldi, *High Frequency DC-DC Conversion using High Current Bipolar Transistors*, ZETTEX Application Note 22, 1 mai 1996.
- [45]. R. Mitova, *Intégration de l'alimentation de la commande rapprochée d'un interrupteur de puissance à potentiel flottant*, thèse, Institut National Polytechnique de Grenoble, soutenue le 27 octobre 2005, 226 p.
- [46]. Stéphane Lefebvre, Bernard Multon, *MosFET et IGBT :Circuit de commande, Ref. D3233 v1*, Techniques de l'ingénieur, 10 août 2003.
- [47]. Fairchild Semiconductor, *FOD3120 and FOD3150 High Speed MOSFET/IGBT Gate Drive Optocouplers Datasheet*, 2008.
- [48]. A. Marzoughi, R. Burgos, D. Boreyevich, Characterization and Comparison of Latest Generation 900V and 1.2KV SiC MosFETs, in : *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2016)*, Milwaukee, USA, 18-22 septembre 2016.
- [49]. Pengfei TU, Peng Wang, Michael A. Zagrodnick, Analytical Evaluation of IGBT Turn-on Loss with Double Pulse Testing, in *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA 2016)*, Hefei, China, 5-7 June 2016.
- [50]. S. Tiwari, T. Undeland, S. Basu, W. Robbins, Silicon Carbide Power Transistor : Characterization for Smart Grid Applications, in : *15th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe*, Novi Sad, Serbia, 4-6 septembre 2012.
- [51]. Panasonic, APT1211S datasheet, Matsushita Electric Works, Ltd.
- [52]. Paolo Antognetti, Guiseppe Massobrio, *Semiconductor Device Modeling with Spice*, Mc Graw-Hill Inc, New York, 1990
- [53]. Allegro Pspice Reference Guide, Cadence Design Systems, Seconde Online Edition, 31 mai 2000, 374p.
- [54]. R. Laker, *BJT intro and Large Signal Model*, 15 septembre 2010, http://www.euedia.tuiasi.ro/lab_ep/ep_files/Lab_no_4_c1.pdf.

- [55]. M. S. Lundstrom, An Emers-Moll model for the Heterostructure Bipolar Transistor, *Solid-State Electronics*, vol. 29, Issue 11, novembre, 1986, pp. 1173-1179.
- [56]. Md. Ayaz ; Md, Shafiqul Islam, Q. D. M. Khosru, Modified Ebers-Moll Model of Magnetic Bipolar Transistor, in : *2015 IEEE International Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits (EDSSC)*, Singapore, Singapore, 1-4 juin 2015. pp. 812-815.
- [57]. H. K. Gummel, H. C. Poon, An integral charge control model of bipolar transistor, *Bell Syst. Tech. J.*, Vol. 49, mai 1970, pp.827-852.
- [58]. X. Cao, J. McMacken, K. Stiles, P. Layman, J. J. Liou, S. Moinian, Comparaison of the New VBIC and Conventional Gummel-Poon Bipolar Transistor Models, *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 47, No. 2, février 2000, pp. 427-433.
- [59]. R. J. E. Huetting, R. Van Der Toorn, Analysis of the Kirk effect in silicon-Based bipolar transistors with a nonuniform collector profile, *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 52, Issue :11, novembre 2005, pp. 2489-2495.
- [60]. S. Balachandran, T. P. Chow, A. Agarwal, W. Tipton, S. Scozzie, Gummel-Poon model for 1.8 KV SiC high-voltage bipolar junction transistor, in 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialistes Conference (PESC'04), Aachen, Germany, 20-25 juin 2004.
- [61]. V. Mikhelashvili, G. Eisenstein, V. Garber, S. Fainleib, On the extraction of linear and nonlinear physical parameters in nonideal diodes, *Jouurnal of Applied Physics*, vol. 85, No. 9, 1 mai, 1999, pp. 6873-6883.
- [62]. F. Sischka, Gummel-Poon Bipolar Model : model description and parameter extraction, Agilent Technologies GmbH, 2006, Munich (Germany), 111 p.
- [63]. B. M. Wilamowski, G. F. Niu, *Fondamentals of Industrial Electronics : Bipolar Junction Transistor*, 9-1-9-20.
- [64]. N. Neandovic, L. K. Nanver, F. Tamigi, A Back-wafer Contacted Silicon-on Glass Integrated Bipolar Process-Part II : A Novel Analysis of Thermal Breakdown, *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 51, No. 1, janvier 2004, pp. 51-62.
- [65]. R. C. Jaeger, T. N. Blalock, *Microelectronics Circuit Design*, McGraw-Hill Professional, pp. 317.
- [66]. Wikipedia, *Early effect*, https://en.wikipedia.org/wiki/Early_effect.
- [67]. A. Baskys, Analysis of P-N junction boundary conditions at high-level injection of minority carries, *Lithuanian Journal of Physics*, vol. 54, No. 1, pp.29-32 (2014).

- [68]. W. Liu, J. S. Harris, Diode idealiry factor for surface recombination current in heterojunction bipolar transistors, *IEEE transactions on Electron Devices*, Vol. 39, Issue 12, décembre 1992, pp. 2726-2732.
- [69]. N. E. Moiseiwitsch, P. Ashburn, Improved Base current ideality in polysilicon emitter bipolar transistors by fluorine implantation, in : *IEEE Colloquium on Advanced MOS and Bipolar Devices*, London, UK. Doi :10.1049/ic :19950179.
- [70]. Andrew Ng, Stanford Lecture notes CS229, 2012.
- [71]. B. Van Zeghbroeck, *Principles of Semiconductor Devices : Base and collector transit time effects*, 2011.
- [72]. Aretz Kevin, Bartram Sohnke, Pope Peter, Asymmetric Loss Functions and the Rationality of Expected Stock Returns, *International Journal of Forecasting*, 27(2), pp :413-437.
- [73]. J. S. Yuan, J. J Liou, *Microdevices : Physics and Fabrication Technologies*, Springer Science& Business Media, LLC, 331p.
- [74]. J. S. Yuan, Juin Jei Liou, *Semiconductor Device Physics and simulation*, Springer Science& Business Media, 31 mai1998. 336p.
- [75]. Zvonko Fzarinc, Second-order Effects in Bipolar Junction Transistor, *Informacije MIDE M* 23 (1993) 1, Ljubljana. ISSN0352-9045.
- [76]. Willmott Cort, Matsuura Kenji, Advantagfes of the mean absolute error (MAE) over the root mean square error (RMSE) in assessing average model performance, *Climate Research*. 30, pp. 79-82.
- [77]. James B. Forsythe, *Pralleling of Power MosFETs for Higher Power Output*, IEEE-IAS Conference Record, El Segundo, California, USA, 1981.
- [78]. Alpha&Omega Semiconductor, *Pralleling Power MosFETs in Switching Applications*, Application Note MOS-010, décembre, 2013.
- [79]. Qian Ming, Xu Ming-qian, Min Zhi-nan, Analysis of Pwer MosFET Performance in Parallel Operation, *Semiconductor Technology*, novembre, 2011.
- [80]. J. J. Mendoza-Mendoza, J. C. Renteria-Soto, P. R. Martinez, *A Comparative Analysis of the 5L-AH6 and 5L-SC Topologies for Grid-Connected Transformer-less Multilevel Inverters for PV Systems*, in : 13th IEEE International Conference on Power Electronics (CIEP 2016), Guanajuato, Mexico, 20-23 juin 2016.

Annexes

Annexe A : Schéma électrique du générateur d'impulsion de la figuration « double pulse » dédié à la caractérisation dynamique



**Annexe B : Liste de paramètres du modèle électrique Gummel-Poon proposé
pour le transistor bipolaire à fort gain.**

Paramètre	Description physique	Unité	Valeur par défaut du modèle	Valeur Proposée
Capacitive				
CJE	B-E zero-bias deplet.capacitance	F	0	4.92n
VJE	B-E built-in potential	V	0,75	0,6
MJE	B-E junction exponential factor	N/A	0,33	0,53
CJC	B-C zero-bias deplet.capacitance	F	0	0.92n
VJC	B-C built-in potential	V	0,75	0,53
MJC	B-C junction exponential factor	N/A	0,33	0,32
XCJC	fraction of B-C capacitor connected to int.Base	N/A	1	1
CJS	zero-bias collector-substrate capacacitance	F	0	0
VJS	substrate junction built-in potential	V	0,75	0,75
MJS	substrate junction exponential factor	N/A	0	0
FC	forward bias depletion cap.coeff.	N/A	0,5	0,5
Ohmique				
RB	zero bias Base resistance	Ω	0	3,022
IRB	current at medium Base resistance	A	infinite	N/A
RBM	min.Base resistance at hi current	Ω	RB	RB
RE	emitter resistance	Ω	0	0,2
RC	collector resistance	Ω	0	0,35
DC non linéaire				
VAE	forward Early voltage	V	infinite	162
VAR	reverse Early voltage	V	infinite	5
BF	ideal forward maximum beta	N/A	100	325
BR	ideal reverse maximum beta	N/A	1	45
XTB	forward & reverse beta temp.coeff.	N/A	0	1,5
ISE	B-E leakage saturation current	A	0	1.3n
ISC	B-C leakage saturation current	A	0	1.36n
IS	transport saturation current	A	1,00E-16	130p
EG	energy gap for temperature effect on IS	eV	1,11	1,11
XTI	temperature exponent for effect on IS	N/A	3	3
NF	forward current emission coeff.	N/A	1	1,053
NR	reverse current emission coeff.	N/A	1	1,05
NE	B-E leakage emission coeff.	N/A	1,5	1,95
NK	Coefficient de coude en forte densité de courant	N/A		0,71
NC	B-C leakage emission coeff.	N/A	2	1,48
IKF	forward beta hi current roll-off	A	infinite	13
IKR	reverse beta hi current roll-off	A	infinite	1,75
Temps de transition				
TF	ideal forward transit time	Sec	0	3n
XTF	coeff.for bias dependence of TF	N/A	0	357,3
VTF	voltage describing VBC dependence of TF	V	infinite	10

ITF	hi-current parameter for effect on TF	A	0	0
PTF	excess phase at frequency 1/(TF*2PI)	deg	0	0
TR	ideal reverse transit time	Sec	0	0,01μ
Bruit				
KF	Flicker noise coefficient	N/A	0	0
AF	Flicker noise exponent	N/A	1	1

Zheng REN



Contribution au développement du transistor bipolaire à fort gain et d'un interrupteur bidirectionnel à quatre quadrants



Résumé

Afin de répondre aux besoins en management efficace de l'énergie électrique dans les bâtiments intelligents, le laboratoire GREMAN a proposé une nouvelle topologie d'interrupteur bidirectionnel de 600 V nommé TBBS. Les études antérieures ont validé la bidirectionnalité en courant et en tension de cette nouvelle topologie. Les travaux de recherche menés dans cette thèse avaient pour l'objectif d'approfondir, de compléter nos connaissances sur ce nouvel interrupteur bidirectionnel ainsi que sur le transistor bipolaire à fort gain. Le premier chapitre introduit le fonctionnement principal du TBBS et sa modélisation physique sous un environnement de simulation à éléments finis. Le deuxième chapitre présente le travail concernant la caractérisation expérimentale du TBBS et du transistor bipolaire à fort gain sous température contrôlée. Enfin la modélisation électrique du TBBS et du transistor bipolaire à fort gain est présentée dans le troisième et dernier chapitre.

Mots clés : *interrupteur bidirectionnel, modélisation physique, simulation à éléments finis, caractérisation statique et dynamique, température, modélisation électrique, Gummel-Poon*

Abstract

In order to meet the requirement of more efficient electrical energy management for intelligent buildings, a new 600V bidirectional switch, named as TBBS, has been proposed by the GREMAN laboratory. Previous studies have validated the current and voltage bidirectionality of this newly proposed topology. The research work carried out in this thesis deals with a deeper and more comprehensive study of this bidirectional switch and its elementary component - the High-gain bipolar junction transistor. The first chapter introduces the operation of the TBBS and its physical modeling in a finite element simulation environment. The second chapter presents the research work related to the experimental characterisation of the TBBS and the High-gain bipolar junction transistor. At last the third chapter deals with the electrical modeling of these two bipolar components.

Key words : *Bidirectional switch, physical modeling, finite element simulation, static and dynamic characterisation, temperature, electrical modeling, Gummel-Poon*