



N° d'ordre :
N° de série :

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE D'EL-OUED
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE
Département D'électronique

Mémoire de fin d'étude présenté
Pour l'obtention du diplôme de

Licence ACADEMIQUE

Domaine : **Sciences et techniques**
Filière : **Electronique**
Spécialité : **Télécommunications**

Présenté par : *OUABRI Hicham
*OUADA Amin

Etude d'un transistor bipolaire à grille isolée

Au niveau du jury composé de :

M.	MA	Président
M.	MA	Examineur
M.	LAKHDAR Nacereddine	MA	Directeur du mémoire

2013-2014

Remerciments

On dit souvent que le trajet est aussi important que la destination. Les trois années de maîtrise m'ont permis de bien comprendre la signification de cette phrase toute simple. Ce parcours, en effet, ne s'est pas réalisé sans défis et sans soulever de nombreuses questions pour lesquelles les réponses nécessitent de longues heures de travail.

Je tiens à la fin de ce travail à remercier ALLAH le tout puissant de m'avoir donné la foi et de m'avoir permis d'en arriver là.

Nous adresse nos plus vifs remerciements à toutes les personnes qui nous ont aidés de près ou de loin de l'élaboration de ce modeste mémoire.

Nous tenons à remercier notre encadreur Mr. LAKHDAR Nacereddine pour ses conseils et ses directives.

Nos grands remercient aussi à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation au département d'électronique.

Nous remercions vivement nos familles OUABRI et OUADA pour leur aide matérielle et moral durant toute la période de préparation.

OUABRI Hicham
OUADA Amine

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

A mes chers parents

A mes frères et mes sœurs

A toute ma famille

A mon encadreur Mr LAKHDAR Nacereddine

A tous mes collègues et mes amis.

*A tous ceux qui ont sacrifié leur temps pour la science
et à tous ceux qui ont utilisé la science pour le bien
et la prospérité de l'humanité.*

Résumé

Plusieurs dispositifs de puissance sont commercialisés couvrant une large gamme de puissance électrique et de tension de claquage. Parmi ces dispositifs de puissance, on trouve : les transistors bipolaires, les thyristors, les DMOS (Double-Diffused Metal Oxide Semiconductor) et les IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor). Le choix du composant de puissance est lié à l'application de puissance visée. Dans ce travail, une étude des transistors bipolaires et leur principe de fonctionnement ont été présentés. Le principe de fonctionnement d'un transistor à effet de champ et une comparaison avec celui bipolaire ont été décrits dans la deuxième partie. Une étude détaillée sur le transistor bipolaire à grille isolée, son principe de fonctionnement et les procédés technologiques de fabrication de ce composant ont été abordés.

Mots clés : dispositif de puissance, MOSFET, IGBT, procédés technologiques.

Abstract

Several power devices are commercially covering a wide range of electrical power and breakdown voltage. Among these power devices include: bipolar transistors, thyristors, DMOS (Double Diffused Metal Oxide Semiconductor) and IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). The choice of the power device is based on power application as indicated. In this work, a study of bipolar transistors and their operating principles have been presented. The principle of operation of field effect transistor and a comparison with that bipolar have been described in the second part. A detailed study of insulated gate bipolar transistor, its operating principle and technological process of fabrication of this device have been discussed.

Keywords: power devices, MOSFET, IGBT, technological process

Table des matières

Remerciements

Dédicace

Résumé (Fr, Ar)	I
Table des matières	II
Liste des figures	V
Liste des tableaux	VII
Abréviations et acronymes	VIII

Introduction générale	1
------------------------------------	---

Chapitre 1 : Transistor bipolaire

1.1	Introduction.....	2
1.2	Définition.....	2
1.3	L'effet transistor.....	3
1.4	Les différentes configurations de montage d'un transistor.....	7
1.5	Fonctionnement d'un Transistor bipolaire.....	8
1.5.1	Conditions de fonctionnement.....	8
1.5.2	Caractéristiques de fonctionnement.....	9
1.6	Droit de charge.....	10
1.7	Le transistor en régime dynamique.....	10
1.7.1	Les paramètres de définition d'un transistor.....	10
1.7.2	Schéma équivalent d'un transistor.....	11
1.7.3	Droite de charge dynamique.....	12
1.8	Les classes d'amplification.....	13
1.8.1	Principe de l'amplification en classe A.....	14
1.8.2	Classe B.....	14
1.9	L'amplification en classe A.....	16
1.9.1	Calcul de l'amplificateur.....	16
1.10	Conclusion.....	17

Chapitre 2 : Transistor a effet de champ

2.1	Introduction.....	18
2.1.1	Historique.....	18
2.2	Définition.....	18
2.3	Principe de fonctionnement d'un transistor FET.....	19
2.4	Fonctionnement d'un transistor à effet de champ.....	20
2.5	Caractéristique d'un transistor è effet de champ.....	21
2.5.1	Caractéristique de transfert $I_D=F(V_{GS})$ à V_{DS} constant.....	21
2.5.2	Caractéristique de sortie $I_D=F(V_{GS})$ à V_{GS} constant.....	22
2.6	Polarisation d'un transistor a effet de champ.....	24
2.6.1	Polarisation par deux générateurs indépendants.....	24
2.6.2	Polarisation automatique.....	25
2.7	Les applications d'un transistor à effet de champ.....	25
2.7.1	Schéma de équivalent d'un transistor à effet de champ.....	26
2.8	Amplification	26
2.8.1	Schéma de montage.....	26
2.8.2	Schéma équivalent source commune a transistor à effet de champ.....	26
2.9	Comparaison entre le transistor FET et un TB.....	27
2.10	Conclusion	29

Chapitre 3 : Transistor bipolaire à grille isolée

3.1	Introduction.....	30
3.2	Définition transistor IGBT	30
3.3	Généralités.....	31
3.3.1	Présentation générale de l'IGBT.....	31
3.3.1.1	Les structures IGBT actuelles.....	32
3.4	Historique (l'IGBT un compromis MOSFET-BJT).....	34
3.5	L'architecture faible pertes.....	35
3.5.1	Présentation.....	35
3.5.2	Principe de fonctionnement de l'IGBT.....	36
3.6	Procédé de fabrication.....	41
3.7	Comportement en température de l'IGBT.....	43
3.8	Aire de sécurité (SOA).....	45
3.8.1	Latchup.....	45

3.9	Conclusion.....	46
	Conclusion général	47
	Références bibliographique	48

Liste de figure

Figure1.1	: Les deux types de Transistor NPN et PNP.....	2
Figure1.2	: Polarisation d'un transistor.....	3
Figure1.3	: Schéma symbolique d'un transistor NPN.....	3
Figure1.4	: Mouvement des électrons et des courants à travers un transistor bipolaire	4
Figure1.5	: Choix des courants dans un transistor bipolaire NPN.....	4
Figure1.6	: Polarisation inverse et porteurs minoritaires.....	5
Figure1.7	: courant de saturation inverse à travers inverse à traverse une jonction PN	6
Figure1.8	: Choix des courants dans un BJT.....	7
Figure1.9	: Les différentes configurations de montage d'un transistor bipolaire.....	7
Figure1.10	: Schéma de base et la caractéristique d'un transistor.....	9
Figure1.11	: Droite de charge statique d'un transistor bipolaire.....	10
Figure1.12	: Le transistor en tant que quadripôle.....	11
Figure1.13	: Schéma équivalent du quadripôle transistor.....	11
Figure1.14	: droite de charge dynamique.....	12
Figure1.15	: Droit de charge statique et dynamique.....	13
Figure1.16	: Position de point de point de fonctionnement dans le cas d'une amplification en classe A.....	14
Figure1.17	: Amplificateur de classe B.....	14
Figure1.18	: Amplificateur de classe B push-pull.....	15
Figure1.19	: Amplificateur à transistor bipolaire NPN.....	16
Figure1.20	: Schéma équivalent de l'amplificateur à transistor.....	17
Figure2.1	: Jonction de transistor FET.....	18
Figure2.2	: Déplacement d'électrons dans un semi-conducteur sous l'influence de l'application d'une tension électrique.....	19
Figure2.3	: Représentation d'un transistor à effet champ à canal N.....	19
Figure2.4	: Représentation électrique d'un transistor à effet de champ.....	20
Figure2.5	: Polarisation d'un transistor à effet de champ(TCE) à canal N.....	20
Figure2.6	: Influence de la tension V_{GS} sur la largeur du canal de conduction.....	21
Figure2.7	: Caractéristique de transfert $I_D=F(V_{GS})$ d'un transistor FET.....	21
Figure2.8	: A partir d'un certaine tension V_{GS} , le courant drain se stabilise à une valeur constant I_{DSS}	22
Figure2.9	: Caractéristique de la sortie d'un transistor à effet de champ.....	23
Figure2.10	: Polarisation d'un TEC par deux générateurs indépendants.....	24
Figure2.11	: Choix du point de fonctionnement.....	24
Figure2.12	: Polarisation automatique.....	26
Figure2.13	: Schéma équivalent alternatif petits signaux.....	26
Figure2.14	: Montage amplificateur à transistor à effet de champ.....	26
Figure2.15	: Schéma équivalent de l'amplificateur à transistor à effet de champ à source commune.....	27
Figure3.1	: Symbole du transistor IGBT.....	30
Figure3.2	: Structures de base avec grille planaire : (a) PT ; (b) NPT ; (c) FS.....	33

Figure3.3	: Développement de la technologie IGBT de FUJI ELECTRIC.....	34
Figure3.4	: Domaine d'application de l'IGBT et des autres dispositifs de commutation concurrents.....	35
Figure3.5	: Architecture faibles pertes.....	36
Figure3.6	: Vue en coupe de structures semi-conductrices.....	37
Figure3.7	: Schéma équivalent de l'IGBT.....	37
Figure3.8	: Caractéristiques statiques $I_A = f(V_{AK})$ d'un IGBT pour plusieurs polarisations V_{AK}	38
Figure3.9	: Répartition des porteurs dans la base durant l'état passant de l'IGBT.....	39
Figure3.10	: Formes d'ondes de la phase d'amorçage d'un IGBT.....	40
Figure3.11	: Formes d'ondes de la phase de blocage d'un IGBT.....	41
Figure3.12	: Vue de dessus et coupe verticale, non à l'échelle, d'une parmi les milliers de cellules formant l'IGBT.....	42
Figure3.13	: Principales étapes de la réalisation technologique d'un IGBT.....	43
Figure3.14	: Caractéristiques statiques d'IGBT en fonction de la température.....	44
Figure3.15	: Schéma électrique équivalent élémentaire de la structure latchup.....	45
Figure3.16	: Circuit électrique pour la mesure du courant latchup.....	46

Liste des tableaux

Tab1.1:	Caractéristique des trois configurations de montages d'un transistor bipolaire.....	8
Tab2.1:	Comparaison entre les bornes du transistor bipolaire et du transistor à effet de champ.	28

Abréviations et acronymes

Abréviations:

V_{CE} :	tension collecteur-émetteur
V_{BE} :	tension base-émetteur
V_{BC} :	tension base- collecteur
V_{CC} :	tension courant continu
V_S :	tension de seuil
I_C :	courant collecteur
I_B :	courant base
I_E :	courant émetteur
I_S :	courant inverse
P_S :	puissance de seuil
A_V :	amplification de tension
A_I :	amplification de courant
R_S :	impédance de sortie
R_C :	impédance de charge
R_e :	impédance d'enter
V_{GS} :	tension gate-source
V_{DS} :	tension drain-source
V_P :	tension de pincement
V_{DD} :	tension d'alimentation
I_{DSS} :	courant Drain-source avec la grille court-circuitée
I_S :	courant source
I_D :	courant drain
I_G :	courant gate
g_m :	la transconductance
V_{GK} :	tension grille-cathode
V_{AK} :	tension anode- cathode

Acronymes

BJT:	transistor bipolaire a jonction
TCE:	transistor à effet de champ
JFET:	transistor à effet de champ a jonction
MOSFET:	Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor
HEMT:	High Electron Mobility Transistor
MESFET :	MEtal Semiconductor Field Effect Transistor
IGBT :	Insulated Gate Bipolar Transistor
NPT :	Non Punch Through
PT :	Punch Through
FS :	Field Stop
GTO :	Gate Turn Off
VDMOS :	Vertically Diffused MOS

INTRODUCTION GENERAL

En électronique de puissance, les concepteurs de convertisseurs statiques tendent à concevoir des systèmes de puissance de plus en plus compacts, ou intégrés. Les composants de puissance jouent, en général, le rôle d'interrupteurs de commande et de transfert d'énergie électrique. Les principales caractéristiques d'un interrupteur de puissance sont : la tension de claquage, le courant admissible, la "commandabilité", la résistance à l'état passant (qui traduit les pertes par conduction dans l'interrupteur) et la rapidité. Plusieurs composants de puissance sont commercialisés couvrant une large gamme de puissance électrique et de tension de claquage. Parmi ces dispositifs de puissance, on trouve : les transistors bipolaires, les thyristors, les GTO (Gate Turn-Off Thyristor), les DMOS (Double-Diffused Metal Oxide Semi-conductor) et les IGBTs (Insulated Gate Bipolar Transistor). Le choix du composant de puissance est lié à l'application de puissance visée.

Notre travail est partagé en trois chapitres:

Le premier chapitre est destiné à l'étude des transistors bipolaires dont nous parlons sur les différentes configurations de ce dernier. Ensuite, nous détaillons le principe de fonctionnement ainsi que les classes d'amplification d'un transistor bipolaire seront présentées. Le deuxième chapitre est consacré à l'étude du transistor à effet de champ. Le principe de fonctionnement et les caractéristiques du TEC seront discutés. Nous décrivons ensuite une comparaison entre le transistor bipolaire et celui à effet de champ. Puis, nous présentons les différents montages d'amplification ainsi que les applications des TECs. L'étude du transistor bipolaire à grille isolée sera l'objectif du troisième chapitre. Dans la première partie, nous donnons un aperçu sur la définition et l'historique de l'IGBT. La présentation de l'architecture de l'IGBT à faible pertes et son principe de fonctionnement sont l'objectif de la deuxième partie. Finalement, nous abordons les procédés technologiques de fabrication de l'IGBT, le comportement en température et également l'aire de sécurité.

Chapitre

1

Transistor bipolaire

Sommaire:

1.1 Introduction

1.2 Définition

1.3 L'effet transistor

1.4 Les différentes configurations de montage d'un transistor

1.5 Fonctionnement d'un Transistor bipolaire

1.6 Droite de charge

1.7 Le transistor en régime dynamique

1.8 Les classes d'amplification

1.9 L'amplification en classe A

1.10 Conclusion

1.1 Introduction

Le premier transistor fut créé en 1947 par une équipe de trois inventeurs des laboratoires Bell. Bien que ce premier transistor ne fût un composant à jonction bipolaire, la première révolution technologique des semi-conducteurs était lancée.

De plus en plus complexes, les systèmes et composants électrique d'aujourd'hui sont le produit d'une expansion des premiers développements du transistor à semi-conducteur [1].

1.2 Définition

Un transistor bipolaire à jonction est constitué par un bloc mono cristallin à semi conducteur deux jonctions de même type de conductibilité séparée par une très mince région de type opposé.

La constituant d'un transistor bipolaire n'est pas symétrique (mais en apparence oui). En réalité une jonction est à peu près le triple de l'autre.

Les deux régions externes sont appelées **Emetteur (E)** et **Collecteur (C)**.

La région intermédiaire est appelée **Base(B)**.

L'émetteur et le collecteur sont toujours de même type de conductibilité tandis que la base est de type opposé [1].

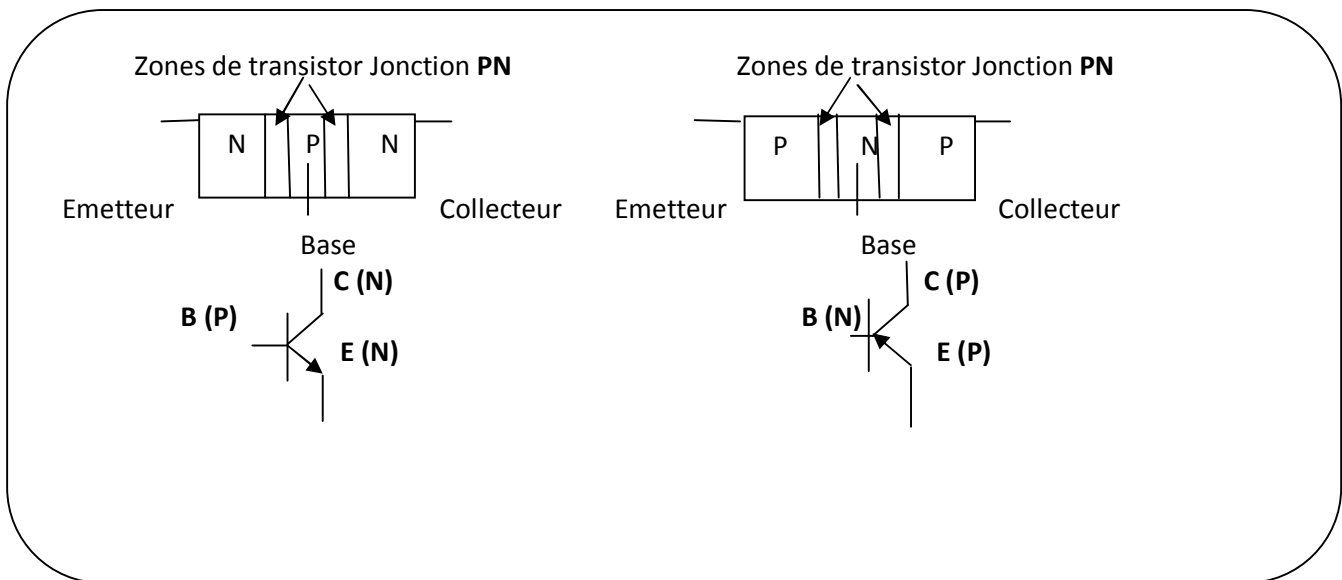


Figure 1.1- Les deux types de Transistor NPN et PNP.

1.3 L'effet transistor

Nous allons pour alléger l'étude, considérer uniquement un transistor NPN. L'étude d'un transistor PNP est pratiquement analogue. Les principes de fonctionnement des transistor NPN et PNP sont identiques. seuls les sens de polarisation diffèrent.

La jonction base-émetteur du transistor NPN est polarisée en direct alors que la jonction base-collecteur est polarisée en inverse figure 1.2

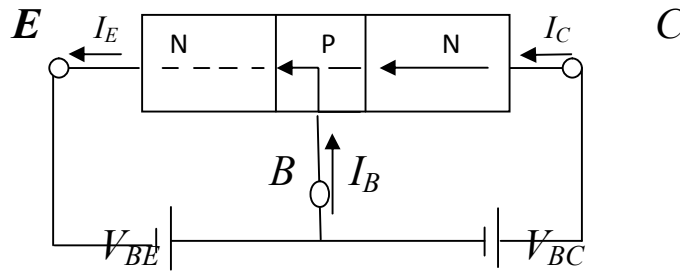


Figure 1.2-Polarisation d'un transistor

Par souci de simplification et compréhension, on peut assimiler un transistor à deux jonctions PN (jonction base émetteur et jonction base collecteur) comme le schéma symbolique de la figure 1-3.

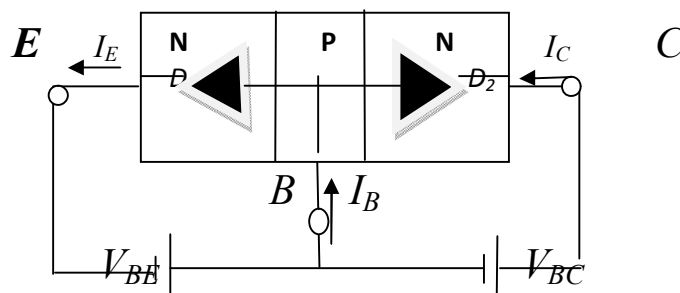


Figure 1.3-Schéma symbolique d'un transistor NPN

Du fait que la jonction base-émetteur est polarisée en direct, la diode D_1 est conductrice ($V_{BE} = 0.7V$ pour le silicium), il y a circulation d'un courant appréciable de la base vers l'émetteur. La jonction base-collecteur étant polarisée en inverse, la diode D_2 est bloquée.

Normalement aucun courant ne doit être perçu au niveau du collecteur (ou du moins un très faible courant inverse) [2].

En réalité on constate la présence d'un fort débit de courant avoisinant celui constaté au niveau de l'émetteur. C'est ce qu'on appelle l'effet transistor.

Ce phénomène n'a lieu d'être qu'aux conditions suivantes :

- la base doit être légèrement dopée.
- l'épaisseur de base doit être mince

Ainsi, quand la jonction base émetteur est polarisée en direct, les électrons libres de la région N (émetteur), vont diffuser vers la région P (base).

La base étant mince et légèrement dopée, alors quelques électrons provenant de la région N vont se recombiner aux trous de la région P.

Les électrons libres restants, vu l'épaisseur réduite de la base vont franchir cette dernière vers le collecteur (figure 1.4).

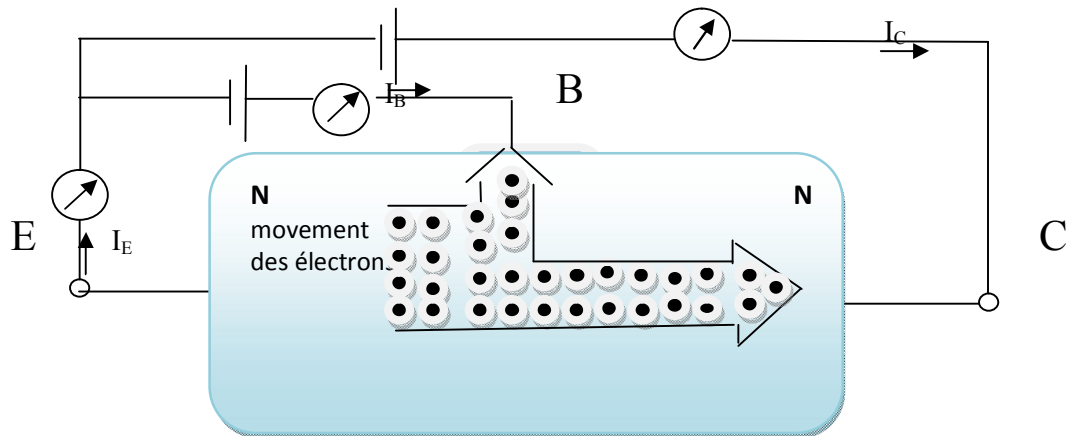


Figure.1.4-Mouvement des électrons et des courants à travers un transistor bipolaire

Ces électrons vont créer ainsi un courant collecteur de fort débit de telle sorte qu'on aura à tout instant lorsqu'on adopte la convention de sens de courant comme indiqué sur la figure 1.5.

$$I_E - I_B - I_C = 0 \quad (1.1)$$

$$I_C = I_E - I_B \quad (1.2)$$

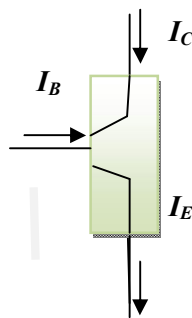


Figure.1.5-Choix des courants dans un transistor bipolaire NPN.

Environ 99% de électrons libres partant de l'émetteur atteignent le collecteur (quelques dixième de % de électrons se recombinent dans la base). Le courant émetteur s'exprime à l'aide de la relation suivante :

$$I_E = I_{S1} \left[\exp \left(\frac{V_{BE}}{U_T} \right) - 1 \right] \quad (1.3)$$

$U_T = 26$ mV à la température ambiante (25°C). I_{S1} est le courant de saturation inverse dans la jonction base émetteur.

Comme nous l'avons montré (effet transistor). Le courant collecteur est une fort fraction du courant émetteur. De cette manière, on peut exprimer ce couran collecteur comme suit :

$$I_E = \alpha I_{S1} [\exp \left(\frac{V_{BE}}{U_T} \right) - 1]; \quad (1.4)$$

α : est un coefficient légèrement inférieur à 1

$$I_C = I_E - I_B \quad (1.5)$$

$$I_C = \left(\frac{I_C}{I_B} \right) \cdot I_B = I_C = \left(\frac{\alpha}{1-\alpha} \right) \cdot I_B \quad (1.6)$$

$$I_C = \beta I_B \quad (1.7)$$

Dans les relation qui ont exprimées, on a fait référence aux courants des porteurs majoritaires (électrons et trous). Les expression rigoureuses des différents courants sont aussi fonctions des courants I_B et I_C au niveau du transistor s'expriment alors à l'aide des relation :

$$I_B = I_E - I_C = I_E(1 - \alpha) + I_{CB0}$$

$$I_C = \beta I_B + I_{CB0};$$

β : gain en courant du transistor

e courant I_{CB0} , I_{CE0} sont dus au porteurs minoritaires. On peut schématiser l'existence de ces porteur minoritaires la jonction PN de la figure 1.6

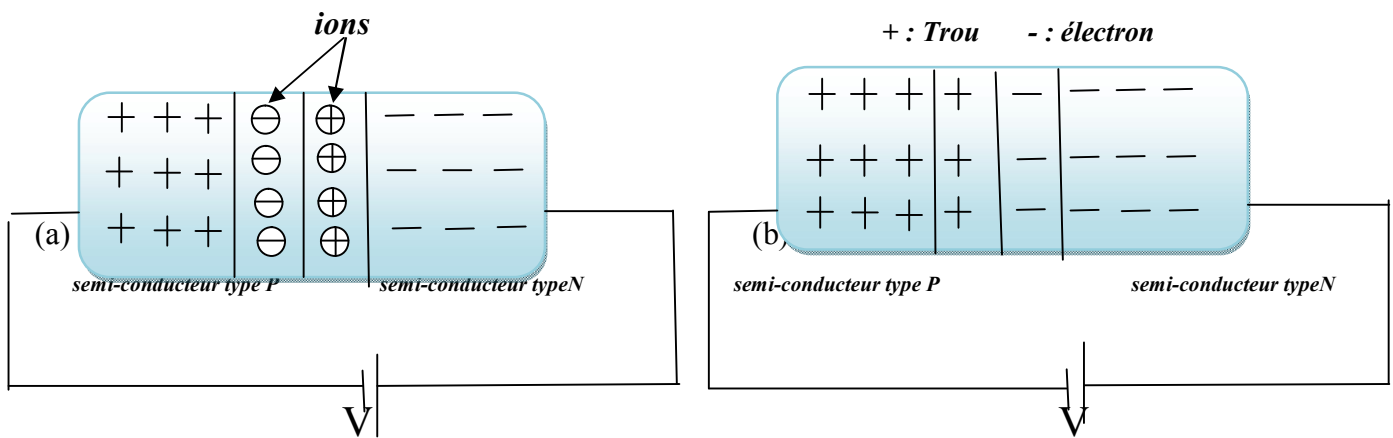


Figure.1.6- Polarisation inverse et porteurs minoritaires

Lorsqu'une jonction est polarisée en inverse, la zone de déplétion tend à augmenter de largeur jusqu'à une certaine limite. Ceci fait que les trous et les électrons ont tendance à s'éloigner du niveau de la jonction PN pour se retrouver aux extrémités du cristal. En s'éloignant, les trous et les électrons laissent respectivement des ions négatifs et positifs (figure 1.6a). Dès que la zone de déplétion atteint sa largeur définitive (figure 1.6b) qui est fonction du potentiel V extérieur appliqué, normalement, il n'y a plus de circulation de courant. Réellement il subsiste un très faible courant à travers la jonction.

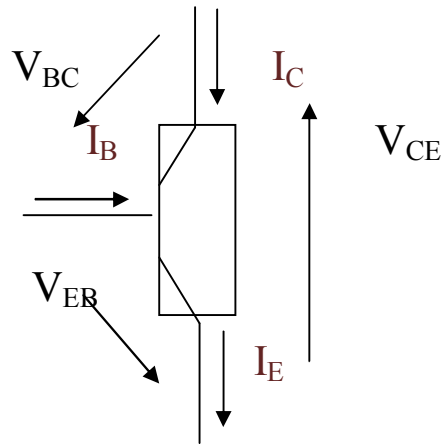


Figure 1.8- Choix des courants dans un BJT

1.4 Les différentes configurations de montage d'un transistor

Un transistor bipolaire de type «NPN» ou «PNP» peut être monté dans un circuit électronique suivant l'une des configurations (émetteur commun, collecteur commun ou base commune) schématisées à la figure 1.9.

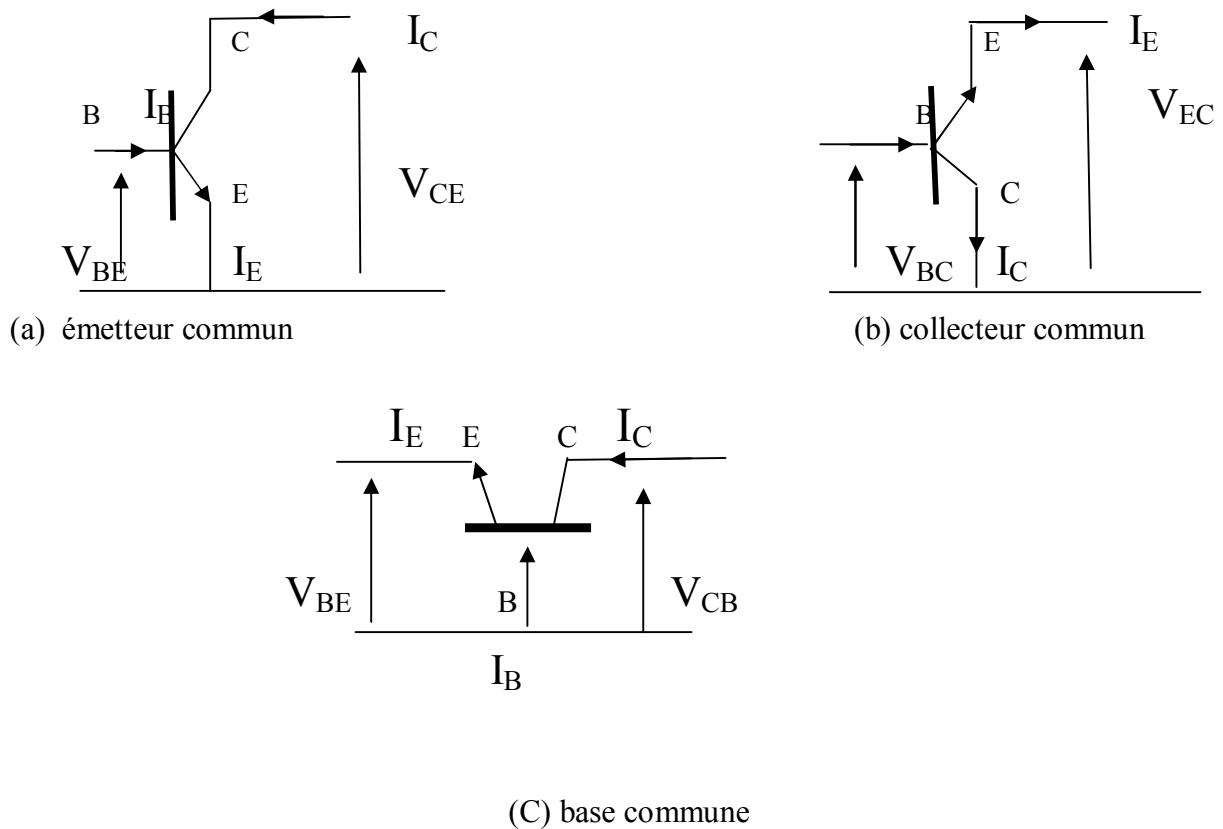


Figure 1.9- Les différentes configurations de montage d'un transistor bipolaire

Chaque configuration peut être étudiée comme étant un quadripôle. Elle peut être définie à l'aide des paramètres caractéristiques que sont l'impédance d'entrée ; l'impédance de sortie ; le gain en tension ; le gain en courant et gain en puissance. Chaque montage peut être destiné à une application spécifique. Les différences qui existent entre les trois configurations sont résumées à l'aide du tableau TAB 1.1

Type de montage	résistance d'entrée	résistance de sortie	gain en tension	gain en courant	gain en puissance
Emetteur commun	moyenne 1 à 10k Ω	moyenne \approx 10 k Ω	élevée 10 à 1000	moyen 10 à 100	élevé > 30
Base commun	faible < 1 k Ω	élevée > 50 k Ω	élevée 10 à 1000	faible < 1	moyen 20 à 30
Collecteur commun	élevée > 50 k Ω	faible <100 Ω	faible \approx 1	moyen 10 à 100	faible > 15

TAB 1.1- Caractéristique des trois configurations de montages d'un transistor bipolaire.

Remarque :

- 1) Les valeurs des différents paramètres dépendent des caractéristiques internes du transistor [2].
- 2) La valeur de la résistance d'entrée, le gain en tension et le gain en courant dépendent de la résistance de charge connectée à la sortie du montage en question.
- 3) La valeur de la résistance de sortie dépend de la résistance interne du générateur d'excitation qui délivre le signal d'entrée.
- 4) La configuration la plus employée en électronique classique est le montage « émetteur commun » [2].

1.5 Fonctionnement d'un Transistor bipolaire

1.5.1 Conditions de fonctionnement

Pour s'assurer d'un fonctionnement normal d'un transistor bipolaire il faudrait que :

-la jonction base-émetteur soit polarisée en direct.

Transistor « NPN » $V_{BE} \geq 0.6$

Transistor « PNP » $V_{BE} < 0.6$

-la jonction base collecteur doit être polarisée en inverse.

Transistor «NPN» $V_{BC} < 0$

Transistor «PNP» $V_{BC} > 0$

1-5-2 Caractéristiques de fonctionnement

Dans son fonctionnement, un transistor bipolaire peut être traité comme étant un quadripôle. La configuration émetteur-commun est la plus employée. A cet effet, on est appelé à définir les caractéristique d'entrée.

De sortie et la caractéristique de transfert en courant et en tension (figure 1.10a et figure1.10b).

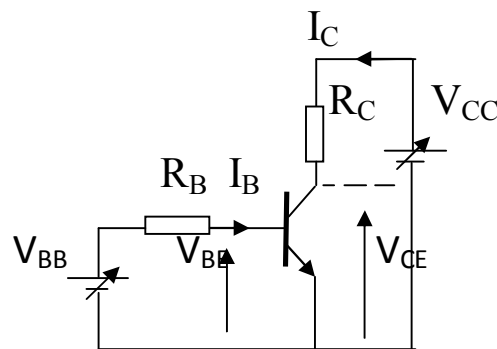


Figure 1.10a- Schéma de base pour l'étude d'un circuit à transistor.

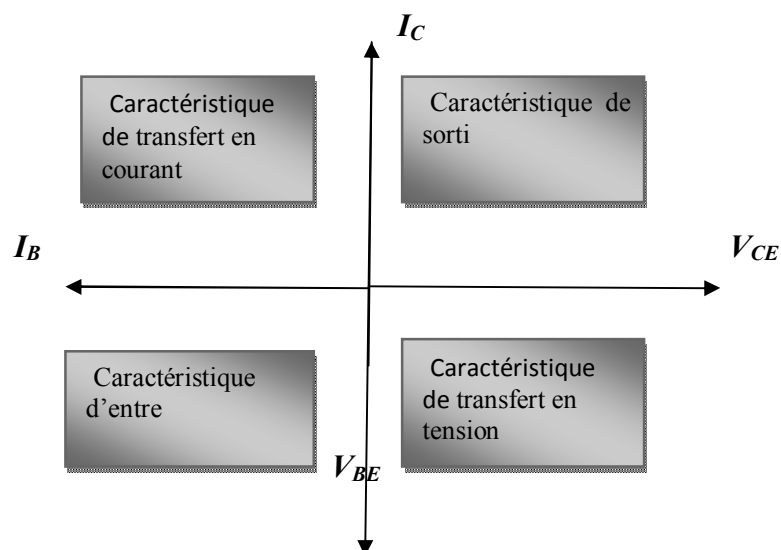


Figure 1.10b – Caractéristique d'un transistor

Figure 1.10 Schéma de base et la caractéristique d'un transistor

1.6 Droit de charge

En utilisant le schéma de la figure 1.10a, on peut écrire :

$$V_{CC} = R_L I_C + V_{CE} \quad (1.11)$$

Cette équation est représentative de ce que l'on appelle la droite de charge statique.

La droite de charge peut des indications sur l'état de fonctionnement du transistor.

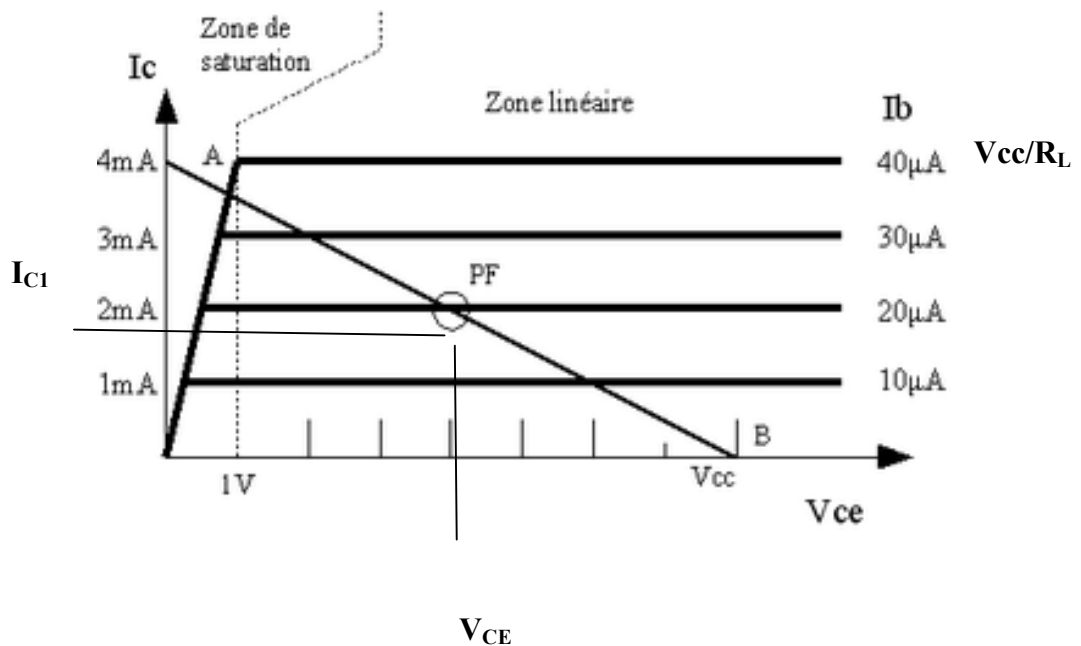


Figure 1.11- Droite de charge statique d'un transistor bipolaire

Lorsque le point de fonctionnement statique est situé au voisinage du point PF on peut s'attendre à un fonctionnement linéaire. Dans cette région on peut utiliser le transistor comme élément d'amplification.

Lorsque le point de fonctionnement se trouve au voisinage du point A, on constate que le courant collecteur est à son maximum et que la tension collecteur-émetteur (V_{CE}) est très faible. Dans ces conditions, on dit que le transistor est saturé. Au niveau du point B, la tension V_{CE} est à son maximum et le courant collecteur est nul. Le transistor est bloqué. Ces deux points de fonctionnement bloqué-saturé sont très utilisés lorsque le transistor est employé en commutation.

1.7 Le transistor en régime dynamique

1.7.1 Les paramètres définissant un transistor

Un transistor peut-être considéré comme un quadripôle (figure 1.12). Il sera caractérisé par les relations qui existent entre les grandeurs d'entrées v_1 , i_1 et les grandeurs de sorties v_2 , i_2

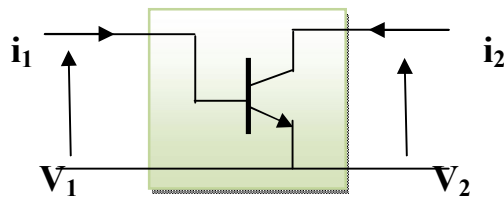


Figure 1.12- Le transistor en tant que quadripôle.

En base fréquence, le quadripôle transistor est défini à l'aide des ses paramètres hybrides h_{ij} .

$$V_1 = h_{11} i_1 + h_{12} v_2, \quad (1.12)$$

$$i_2 = h_{21} i_1 + h_{22} v_2, \quad (1.13)$$

En haute fréquence, on utilise plutôt les paramètres admittances.

1.7.2 Schéma équivalent d'un transistor

Pour le quadripôle transistor et par identification, on a :

$$V_1 = V_{BE}; V_2; i_1 = i_b; i_2 = i_e$$

$$V_1 = h_{11} i_b + h_{12} v_{ce}$$

$$i_e = h_{21} i_b + h_{22} v_{ce}$$

Remarque:

Il est à signaler que les indications du type V_{BE} ; V_{CE} ; et I_C montrent qu'on est en présence de grandeur statique, alors que les variables du type v_{be} ; v_{ce} ; et i_b indiquent des grandeurs dynamique[2].

Le système d'équation qui définit les paramètres hybrides, va permettre de définir le schéma équivalent en dynamique (figure 1.13) du quadripôle transistor en basse et moyenne fréquence.

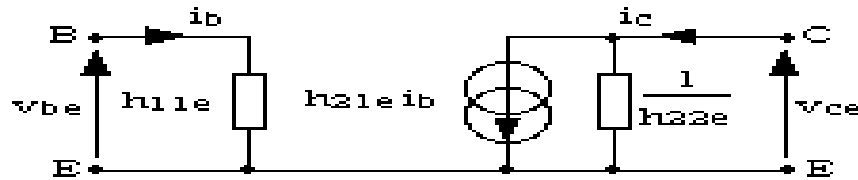


Figure.1.13- Schéma équivalent du quadripôle transistor.

On se limite dans cas très fréquent au schéma équivalent simplifié du transistor. On néglige en effet, l'influence de paramètre h_{12} et h_{22} .

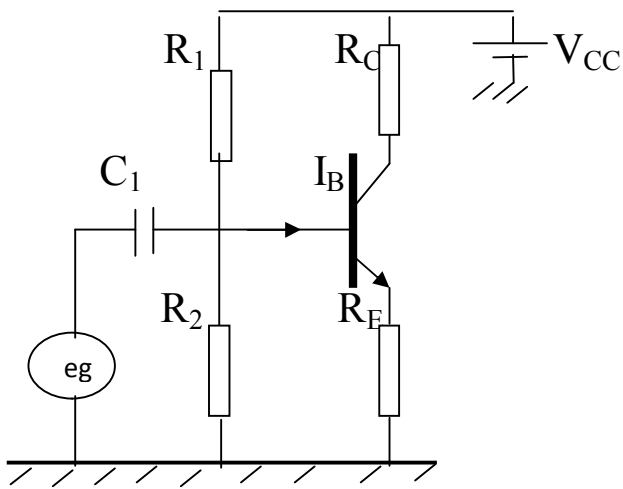
$$h_{12} \approx 0 ; h_{22} \approx 0$$

$$v_{be} = h_{11} i_b$$

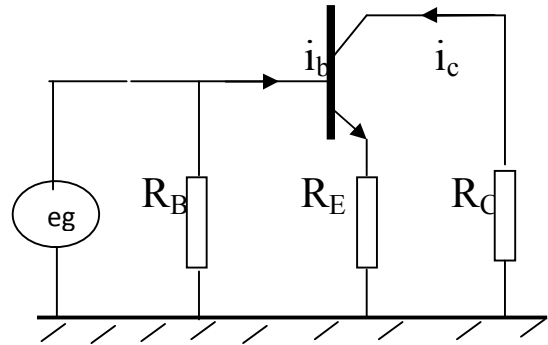
$$i_c = h_{21} i_b$$

1.7.3 Droite de charge dynamique :

Nous avons parlé de la droite de charge statique relative au circuit équivalent en courant continu (état statique). Lorsque le transistor travaille en régime variable, il y a lieu aussi définir ce que l'on appelle la droite de charge dynamique. A cet effet considérons le schéma de la figure 1.14a et 1.14b



(a)



(b)

Figure.1.14a) Schéma complet d'un étage à transistor travaillant en régime variable avec ses élément de polarisation.

Figure.1.14b) Schéma de fonctionnement en dynamique

Figure 1.14- droite de charge en dynamique

-Dan ces cas condition les coordonnées du point de fonctionnement «A » sont définis [2] :

$$V_{RE} = \frac{R_2 \cdot V_{CC}}{R_1 + R_2} - 0.7 \quad (1.14)$$

$$I_{CA} \approx \frac{V_{RE}}{R_E}$$

$$V_{CEA} = V_{CC} - (R_C + R_E) I_{CA} \quad (1.15)$$

- Le courant maximum de saturation (statique) :

$$I_{Csat} = \frac{V_{CC}}{R_E + R_C} \quad (1.16)$$

-Lorsque le signal appliqué à l'entrée est variable, il s'ensuit que le courant collecteur l'est aussi. En faisant l'approximation $i_c \approx i_e$ on peut voir que :

$$i_c = \frac{-V_{ce}}{R_E + R_C} \quad (1.17)$$

Le point de fonctionnement en statique a les coordonnées I_{CA} et V_{CEA} .

Le **courant** collecteur va donc avoir des variation autour de ce point de fonctionnement suivant les expressions :

$$\begin{aligned} I_C &= i_c + I_{CA} & (1.18) \\ V_{ce} &= v_{ce} + V_{CEA} & V_{ce} = V_{ce} - V_{CEA} \end{aligned}$$

-Ceci va nous permettre d'écrire la variation courant collecteur, en fonction de la variation de la tension collecteur émetteur (V_{CE}) autour du point de fonctionnement fixé à priori sur la droite de charge statique.

$$I_c = \frac{-V_{CE}}{R_E + R_C} + \frac{-V_{CEA}}{R_E + R_C} + I_{CA} \quad (1.19)$$

C'est l'équation de la droite de charge dynamique. La figure 1.15 donne la représentation de la droite de charge dynamique qui permet de situer à tout instant le point de fonctionnement dynamique.

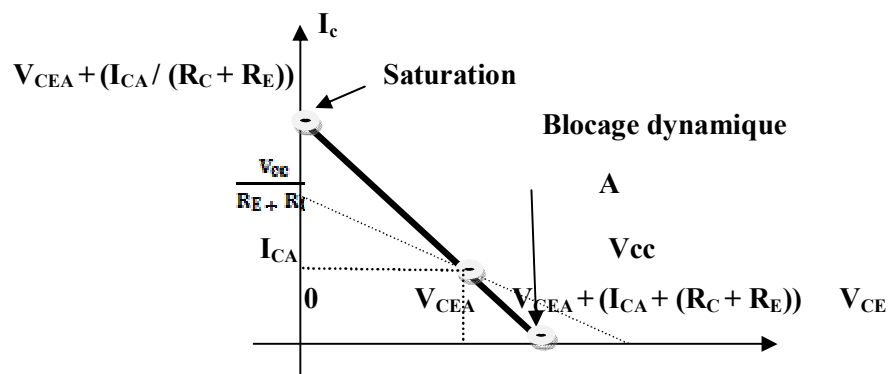


Figure.1.15- Droite de charge statique et dynamique.

1.8 Les classes d'amplification

Le transistor bipolaire peut être utilisé dans une multitude de fonctions électronique telles que :

- La commutation,
- L'oscillation,
- L'amplification.....

On se limitera dans cet ouvrage à l'aspect amplification. Dans ce cadre, on sera amené à amplifier des signaux de faibles ou de fortes amplitudes [2].

Il est tout à fait évident qu'on ne peut utiliser un même montage pour remplir ces deux fonctions. De ce fait l'amplification a été partagée en plusieurs classes dont les principales sont les classes A, B et C [2].

Il faut savoir que la définition de l'une ou l'autre des classes d'amplification dépend de la polarisation du dispositif actif, et la position de fonctionnement sur la droite de charge [2].

1.8.1 Principe de l'amplification en classe A

L'amplification en classe A consiste à fixer le point de fonctionnement au milieu de la droite de charge comme l'indique la figure 1.16.

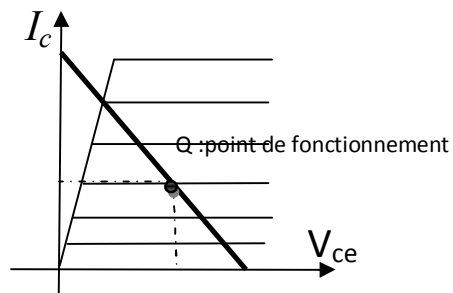
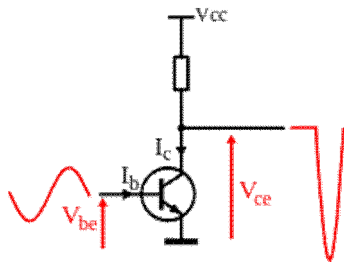


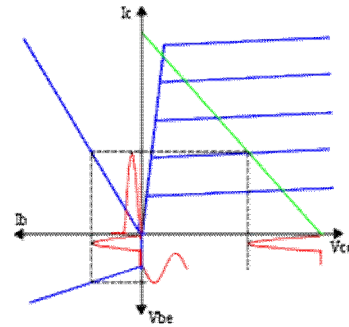
Figure 1.16- Position de point de fonctionnement dans le cas d'une amplification en classe A

1.8.2 Classe B

Les amplificateurs de classe B n'amplifient que la moitié du signal d'entrée. Ils créent donc beaucoup de distorsion, mais leur rendement est grandement amélioré. Le rendement maximum théorique d'un amplificateur de classe B est de 78,5 %, mais le rendement des amplificateurs réels ne dépasse pas les 70 % [3]. Les amplificateurs de classe B sont généralement utilisés pour réaliser des amplificateurs de basse et moyenne fréquence. [4] Dans ce cas, ils sont utilisés dans des configurations dites « push-pull ». Les montages push-pull disposent de deux transistors : un pour amplifier la partie négative du signal et un second pour sa partie positive. Chaque transistor fonctionne en « classe B ». La totalité du signal étant amplifiée, les montages push-pull possèdent un taux de distorsion plus faible que les amplificateurs classe B « de base » tout en gardant un bon rendement.



Amplificateur de classe B



Fonctionnement en classe B pour un transistor bipolaire

Figure 1.17- Amplificateur de classe B

Pour un montage à émetteur commun, une polarisation en classe B signifie que la tension de repos V_{be0} a été choisie égale à la tension de seuil de conduction du transistor (voir figure ci-contre). Ainsi, tout signal négatif apposé à la base du transistor l'amènera en dessous de son seuil de conduction et ne sera pas amplifié. A contrario, tout signal positif amènera le transistor dans la zone linéaire de sa caractéristique $I_b=f(V_{BE})$ et sera donc amplifié. Pour un montage à émetteur commun polarisé en classe B et dont tous les composants sont considérés comme parfaits, la puissance fournie à la charge est [9] :

$$P_S = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{V_S(\theta)^2}{R_L} d\theta = \frac{1}{2\pi} \frac{V_S^2}{R_L} \int_0^\pi \sin^2(\theta) d\theta \quad (1.20)$$

$$P_S = \frac{V_S^2}{4R_L} \quad (1.21)$$

La puissance absorbée se calcule de la façon suivante :

$$P_{abc} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_{CC} i d\theta = \frac{1}{2\pi} V_{CC} \int_0^\pi \frac{V_S}{R_L} \sin(\theta) d\theta \quad (1.22)$$

$$P_{abc} = \frac{V_{CC} V_S}{\pi R_L} \quad (1.23)$$

Le rendement s'exprime de la façon suivante :

$$\eta = \frac{P_S}{P_{abc}} = \frac{\pi V_S}{4 V_{CC}} \quad (1.24)$$

Le rendement est maximum quand V_S vaut V_{CC} :

$$\eta_{\max} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \quad (1.25)$$

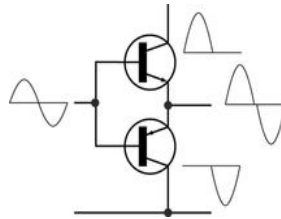


Figure1.18 Amplificateur de classe B push-pull.

Les montages push-pull peuvent souffrir d'une discontinuité de signal à l'endroit où les deux moitiés de signal issues de chacun des transistors se rejoignent. Ce phénomène s'appelle la distorsion de croisement. Pour cette raison, aucun amplificateur audio ne correspond en réalité à cette définition stricte de la classe B. Tous les amplificateurs audio fonctionnent en classe A au voisinage du croisement, bien qu'ils puissent être rangés en classe B par certains auteurs. Les amplificateurs audio dans leur majorité peuvent aussi bien être rangés en classe AB, selon les définitions adoptées ici.

On retrouve des amplificateurs de classe B de type push-pull dans l'étage de sortie des amplificateurs continus utilisés dans : les boucles d'asservissement linéaire, les générateurs de fonction, les amplificateurs en circuits intégrés [5], ainsi que dans l'étage de sortie de la majorité des amplificateurs audio [6].

1.9 L'amplification en classe A

Un type d'amplificateur à étage réalisé autour d'un transistor bipolaire de type « NPN » est « PNP » est schématisé à la figure 1.19. Le transistor est monté en émetteur commun. Les résistances R_1 , R_2 , R_C et R_E servent à polariser le transistor pour un point de fonctionnement bien choisi. Pour le cas présent, on s'intéresse à un amplificateur en classe A. Le point de fonctionnement est choisi au milieu de la droite de charge. La résistance R_E , en plus de son intervention dans la polarisation, intervient aussi dans un rôle de stabilisation thermique. Elle n'intervient pas cependant en dynamique. Elle est court-circuitée par le condensateur C_E .

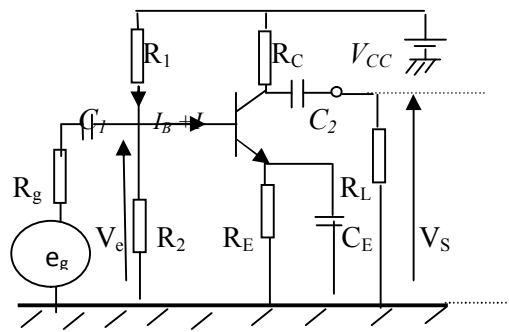


Figure 1.19-Amplificateur à transistor bipolaire NPN

1.9.1 Calcul de l'amplificateur

Il est intéressant maintenant de calculer les éléments dynamiques de l'amplificateur et la raison même de son existence. Les paramètres les plus importants relatifs à tout amplificateur peuvent être cités comme suit :

- gain en tension
- gain en courant
- résistance d'entrée
- résistance de sortie.

Le gain en puissance n'est autre que le produit du gain en tension par le gain en courant. Pour le calcul de l'amplificateur de la figure 1.20, on fait appel à son schéma équivalent (figure 1.20).

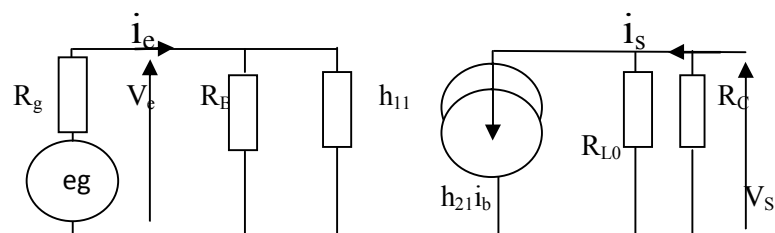


Figure 1.20-Schéma équivalent de l'amplificateur à transistor

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (1.26)$$

$$I_{L0} = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \quad (1.27)$$

Lorsqu'on travaille en basse fréquence, on pourra omettre les paramètres h_{21} et h_{22} . Tous les condensateurs existant sur le circuit, sont considérés comme étant des courts-circuits à la fréquence de travail.

Amplification en tension

$$A_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{-h_{21} R_L}{h_{11}} \quad (1.28)$$

Amplification en courant

$$A_i = \frac{i_s}{i_e} = \frac{R_C}{R_C + R_L} \frac{R_B}{R_B + h_{22}} \quad (1.29)$$

Resistance d'entre

$$R_e = \frac{V_e}{i_e} \Leftarrow \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} \quad (1.30)$$

Resistance sortie

$$R_s = R_C \quad (1.31)$$

1.10 Conclusion

Nous pouvons déduire de ce qui précède que le transistor se compose de trois pôles : l'émetteur E, la base B et le collecteur C où l'émetteur et le collecteur doivent être du même type N ou P est différente, nous pouvons obtenir alors deux types de transistor soit NPN ou PNP et pour que le courant passe librement, E doit être plus épais que C mais B est moins épaisse que les deux. Trois montages du transistor sont possibles : émetteur commun EC, base commune BC et collecteur commun CC. Et c'est le montage EC qui est le plus utilisé comme amplification de courant et de tension.

Le transistor est utilisé comme un amplificateur de signaux et également comme un interrupteur électronique.

Le transistor à effet de champ

Sommaire:

2.1 Introduction

2.2 Définition

2.3 Principe de fonctionnement d'un transistor FET

2.4 Fonctionnement d'un transistor à effet de champ

2.5 Caractéristique d'un transistor à effet de champ

2.6 Polarisation d'un transistor à effet de champ

2.7 Les applications d'un transistor à effet de champ

2.8 Amplification

2.9 Comparaison entre le transistor FET et un TB

2.10 Conclusion

2.1 Introduction

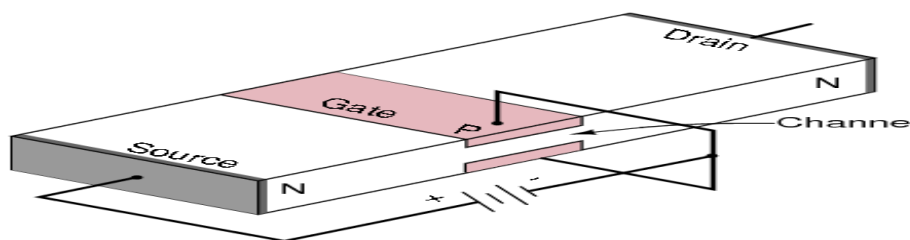
Les transistors constituent sans doute la plus large part de l'activité micro électronique moderne. Dans ce contexte, un très large effort s'est connecté sur les composants unipolaires, ce sont les composants qui ne reposent que sur le transport d'un seul type de porteurs. Ces composants incluent les transistors à effet de champ sous leurs différentes formes, JFET, MOSFET, MESFET. Le MESFET à base de $GaAs$ a reçu une très grande attention en particulier en raison de son application dans les systèmes hautes fréquences et de puissances. L'objectif est de présenter les différents transistors à effet de champ utilisés dans des conceptions hyper fréquences. Tout d'abord, nous proposerons une description géométrique et physique des transistors les plus utilisés actuellement [7] .

2.1.1 Historique

Le premier brevet sur le transistor à effet de champ a été déposé en 1925 par Julius E. Lilienfeld. Comme rien ne fut publié sur cette invention, elle resta ignorée de l'industrie. De même, le physicien Oskar Heil déposa en 1934 un brevet pour une invention similaire, mais il n'existe pas de preuve que cet appareil ait été construit. Ce n'est qu'après la guerre que le transistor à effet de champ sera redécouvert, d'abord le JFET en 1952[8] puis le MOSFET en 1960, par Kahng et Atalla [9].

2.2 Définition

Un transistor à effet de champ (FET pour Field Effect Transistor) est un dispositif [semi-conducteur](#) de la famille des [transistors](#). Sa particularité est d'utiliser un [champ électrique](#) pour contrôler la forme et donc la conductivité d'un « canal » dans un matériau semi-conducteur. Il concurrence le [transistor bipolaire](#) dans de nombreux domaines d'applications, tels que l'électronique numérique [10].



Figure

de transistor FET

2.1
Jonction

2.3 Principe de fonctionnement d'un transistor FET

Un transistor à effet de champ se caractérise par rapport à un transistor bipolaire par les paramètres suivants :

- une résistance d'entre très élevée ($>1M\Omega$)
- la structure d'un transistor à effet de champ (T.E.C) se prête bien à la fabrication de circuits intégrés à très haute densité,
- l'influence de la température sur le fonctionnement d'un TEC est moindre.
- le TEC est un très bon élément de commutation,

Ainsi en s'inspirant de la description de l'effet de champ, on peut affirmer que si l'on soumet un semi-conducteur dopé N à un potentiel V figure 2.2, il va y avoir un déplacement d'électrons. On a créé une sortie de canal de conduction [2].

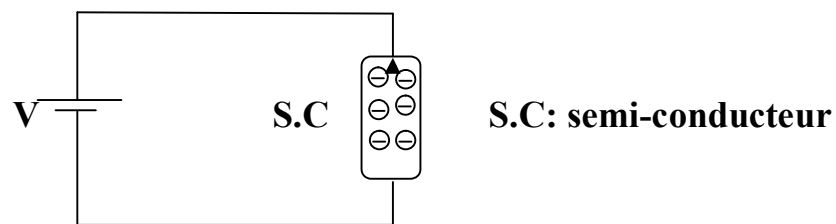


Figure 2.2 –Déplacement d'électrons dans un semi-conducteur sous l'influence de l'application d'une tension électrique.

La réalisation d'un transistor à effet de champ utilise comme élément essentiel un matériau semi-conducteur. Si l'on souhaite réaliser un transistor à effet de champ dit canal "N" il suffit de prendre un semi-conducteur dopé "N" et de lui insérer de chaque côté deux portions de semi-conducteur dopées "p", comme l'indique la figure 2.3. Les deux portions de semi-conducteur dopées P sont reliées intérieurement entre elles [2].

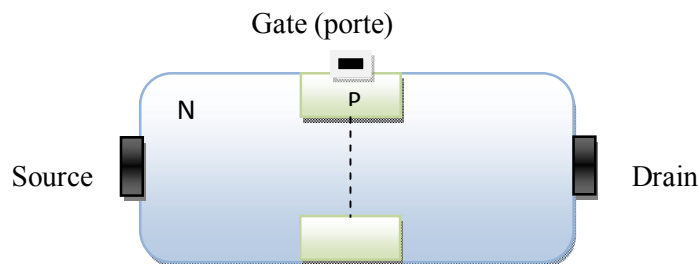
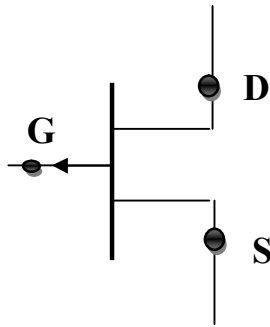


Figure 2.3- Représentation d'un transistor à effet champ à canal N.

On peut aussi concevoir et réaliser des transistors à effet de champ dit à canal "P". Dans ces conditions, le semi-conducteur qui assure la conduction (sous la représentation électrique d'un transistor à effet de champ à canal p est donnée à la figure 2.4



Figurer 2.4- Représentation électrique d'un transistor à effet de champ

2.4 Fonctionnement d'un transistor à effet de champ

Un fonctionnement normal d'un transistor à effet de champ(TEC) exige que la jonction « porte (gate)-source » soit polarisée en inverse et que la drain soit polarisé positivement par rapport à la source figure 2.5.

La jonction «gate-source» est polarisé en inverse, le courant qui la traverse est pratiquement nul, d'où la grand valeur de la résistance d'entrée d'un transistor à effet de champ.

La zone de charge d'espace liée à chaque jonction PN dépende de la polarisation inverse V_{GS} .

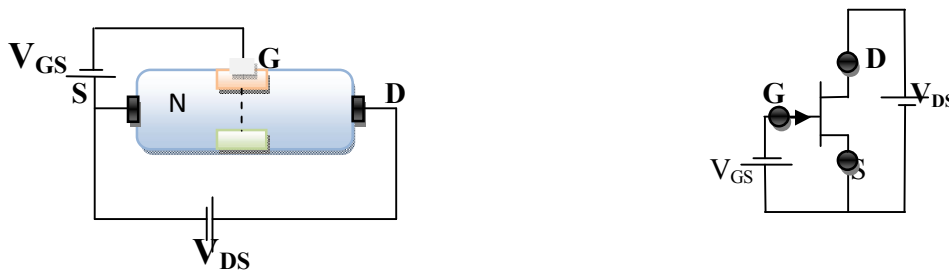
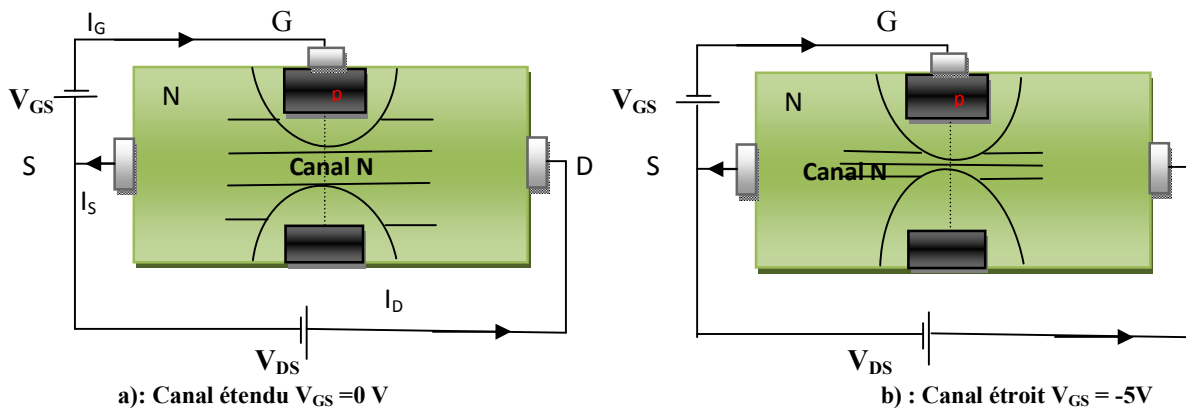


Figure 2.5-Polarisation d'un transistor à effet de champ(TCE) à canal N

Quand la tension V_{GS} appliquée entre le port (Gate) et la source est élevée zone de charge d'espace est importante et le canal de conduction est réduit (figure 2.6b). Dans la cas contraire le canal est plus large et on a un plus fort courant drain I_D figure 2.6a [2].



Figurer 2.6-Influence de la tension V_{GS} sur la largeur du canal de conduction

$$I_S = I_D + I_G, \quad I_G \approx 0; I_S = I_D$$

I_S : courant source; I_D : courant drain; I_G : courant grille ou porte ou gate

2.5 Caractéristique d'un transistor à effet de champ

2.5.1 Caractéristique de transfert $I_D = F(V_{GS})$ à V_{DS} constant

La valeur constant de la tension V_{DS} n'aura que peu d'incidence sur l'évolution de la caractéristique $I_D = F(V_{GS})$. Elle agira surtout sur la valeur maximale $I_D(V_{GS}=0)$.

$$V_{GS} = V_G - V_S$$

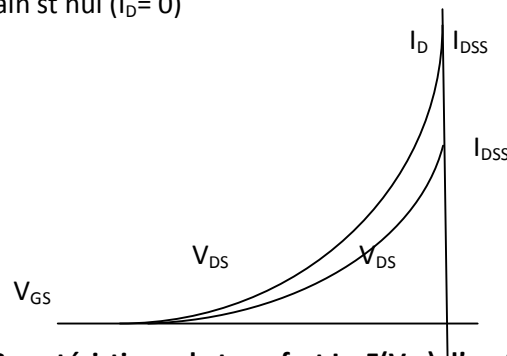
V_G et V_S pour le cas d'un TEC canal N, sont respectivement les tensions appliquées aux semi-conducteurs dopés P (gate ou grille) et N (source). Pour un transistor à effet de champ de type N, le fonctionnement normal impose est $V_G < V_S$. Pour un V_{DS} donnée, l'évolution du courant drain en fonction de V_{GS} est représentée par la figure 2.7.

L'équation de définition de cette courbe liée à la fonction de transfert est donnée par:

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right]^2 \quad (2.1)$$

I_{DSS} : courant Drain-source avec la grille court-circuitée (ce courant est imposé par la tension V_{DS}); V_P : tension de pincement.

Lorsque la tension V_{GS} est égale à la tension de pincement, on aura un canal qui est totalement fermé. Le courant drain est nul ($I_D = 0$)



Figurer 2.7-Caractéristique de transfert $I_D = F(V_{GS})$ d'un transistor FET.

A partir de la courbe $I_D = F(V_{GS})$, on définit ce que l'on appelle la pente ou la transconductance « g_m » d'un transistor à effet de champ. La pente g_m de la courbe $I_D = F(V_{GS})$, peut être définie pour chaque point (I_D, V_{GS}).

$$g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} \quad (2.2)$$

$$g_m = -\frac{2I_D}{dV_{GS}} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right] \quad (2.3)$$

$$g_m = g_{m0} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right] \quad (2.4)$$

La tension V_P est négative dans le cas d'un TEC à canal N. La valeur de la transconductance g_m est significative de l'état de conduction du TEC [2].

$$g_m : \begin{cases} \text{élevée ; } V_{GS} = 0; I_D \text{ élevée} \\ 0; V_{GS} = V_P; I_D = 0 \end{cases}$$

Ces relations sont très intéressantes du fait qu'on ne peut mesurer directement la valeur de la tension de pincement V_P avec précision. Par contre on sait acquérir les grandeurs I_{DSS} et g_m . Ainsi on peut déduire avec exactitude la valeur de ce paramètre important qu'est la tension de pincement (V_P).

2.5.2 Caractéristique de sortie $I_D = F(V_{GS})$ à V_{GS} constant.

Lorsqu'on fixe par exemple $V_{GS}=0$, le canal N se comporte comme une résistance R_D et on constate que le courant drain I_D augmente avec la tension drain-source V_{DS} de façon pratiquement linéaire jusqu'à une valeur égale à la valeur absolue de V_P . A partir de cette tension (tension de pincement) le courant I_D varie plus et garde une valeur pratiquement constante égale à I_{DSS} (courant drain maximal pour un transistor à effet de champ). Dans ce cas on dit que la plage de saturation est atteinte. Ceci empêche toute augmentation du courant drain dans le canal N figure 2.8 et la figure 2.9

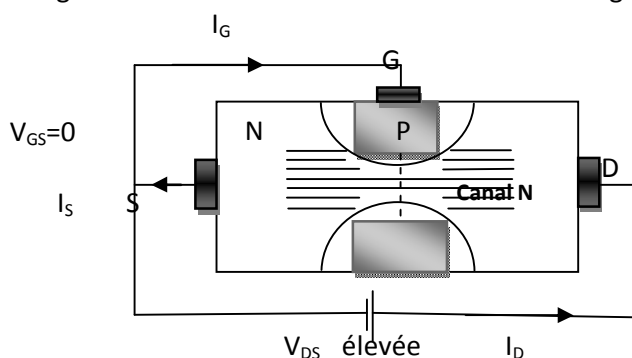


Figure 2.8- A partir d'une certaine tension V_{GS} , le courant drain se stabilise à une valeur constante I_{DSS}

La tension V_{DS} ne peut augmenter indéfiniment sans risque de détruire le transistor. On limite donc V_{GS} à la tension maximale qu'on note $V_{DS\ Max}$.

Lorsqu'on polarise un transistor par le choix d'un point de fonctionnement bien précis, il est impératif d'éviter qu'une faible variation de V_{DS} entraîne une trop grande variation du courant drain. Le transistor à effet de champ est défini par

$$|V_P| < V_{DS} < V_{DS\ Ma}$$

Si la tension V_{GS} est de plus en plus négative le canal N va devenir de plus en plus étroit et le courant drain I_D , deviendra de plus en plus faible, jusqu'à annulation totale.

Les variations du courant drain I_D en fonction de la tension V_{DS} qui représentent la caractéristique de sortie d'un transistor à effet de champ, et ceci pour différentes valeurs de la tension grille-source (V_{GS}) sont représentées par les courbes de la figure 2.9.

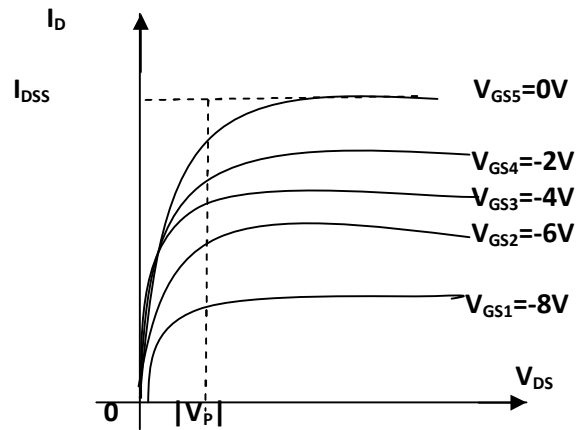


Figure2.9- Caractéristique de la sortie d'un transistor à effet de champ.

En résumé :

Le fonctionnement normal d'un transistor à effet de champ s'établit pour les conditions suivantes :

$$V_P < V_{GS} < 0 ;$$

$$|V_P| < V_{DS} < V_{DS \text{ Max}} \quad 0 < I_D < I_{DSS}$$

Dans le cas où la tension V_{DS} est inférieure à la valeur absolue de la tension de pincement (V_P) du transistor à effet de champ, celui-ci est assimilable à une résistance variable de la valeur contrôlée par la tension V_{GS} .

2.6 Polarisation d'un transistor à effet de champ

2.6.1 Polarisation par deux générateurs indépendants

Ce type de polarisation est schématisé par le montage de la figure 2.10

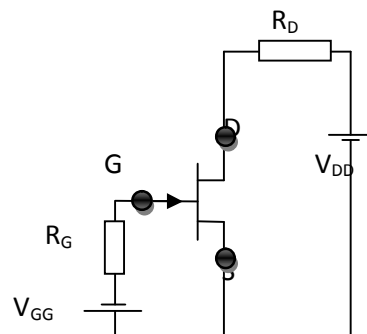


Figure 2.10-Polarisation d'un TEC par deux générateurs indépendants

Généralement la résistance d'entrée R_E d'un TEC est très élevée. On aura alors : $I_G \approx 0$ et $V_{GS} \approx V_{GG}$

La droite de charge d'un transistor à effet de champ s'exprime à l'aide de l'expression :
 $I_D = f(V_{GS})$

$$I_D = (V_{DD} - V_{DS}) / R_D \quad (2.5)$$

Lorsqu'on désire un fonctionnement approprié du TEC, le point de fonctionnement (V_{GS0}, I_{D0}, V_{DS0}) est fixé en fonction de l'application qu'on souhaite réaliser. La procédure de fixation du point de fonctionnement est indiquée à la figure 2.11.

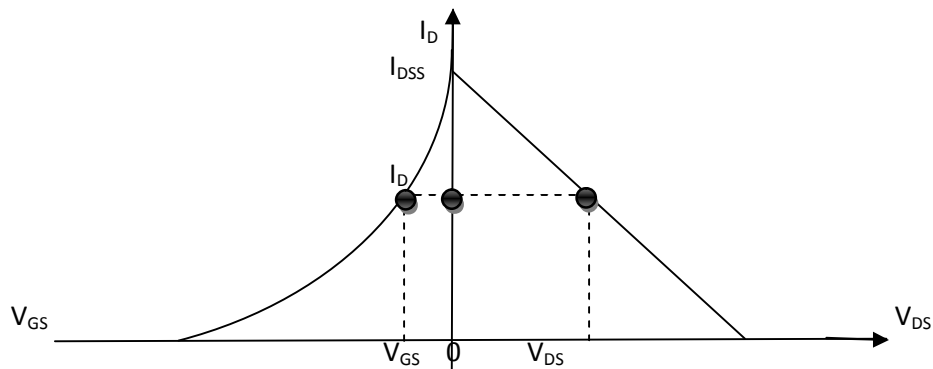


Figure 2.11- Choix du point de fonctionnement

Les tensions d'alimentations sont généralement données, le seul élément externe qui reste à définir est la résistance R_D .

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_D} \quad (2.6)$$

$$I_G \approx 0$$

$$V_{GS0} = V_{GG}$$

2.6.2 Polarisation automatique

La polarisation de la porte (grille) est assurée par la chute de tension aux bornes de la résistance source R_S figure 2.12

On peut écrire à cet effet :

$$V_{DD} = V_{DS} + R_S I_S + R_D I_D ; \quad (2.7)$$

$$I_G \approx 0 ;$$

$$I_S = I_D$$

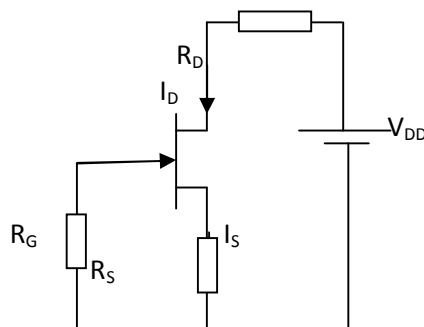


Figure 2.12- Polarisation automatique

Comme le courant grille est pratiquement nul, on peut aussi affirmer pour la configuration de la figure 2.12 que la tension grille est nulle : $V_G=0$.

$$V_{GS}=V_G-V_S=-V_S=-R_S I_D \quad (2.8)$$

Cette relation montre bien que le courant I_D induit par V_{DD} dans R_D et R_S permet d'assurer automatiquement la polarisation « V_{GS} » nécessaire au bon fonctionnement du transistor à effet de champ (TEC).

2.7 Les applications d'un transistor à effet de champ

Le transistor à effet de champ est utilisé pratiquement dans tous les domaines de l'électronique à cause de ses propriétés caractéristiques. Parmi les domaines d'importances on cite :

- les amplificateurs pour les basses et hautes fréquences.
- les oscillateurs (éléments générant un signal)
- les résistances variables
- les commutateurs analogiques,
- les sources de courants constants
- les mélangeurs (éléments qui permettent le battement de fréquence ou la génération de fréquence intermédiaire).

Dans ce suivra nous verrons seulement quelques applications particulières simples telles l'amplification et les résistances variables.

2.7.1 Schéma de équivalent d'un transistor à effet de champ

Ce schéma, comme pour le transistor bipolaire, concerne un composant convenablement polarisé : le fonctionnement se fera dans la zone de pincement.

On construit le schéma équivalent de la même manière que pour le transistor bipolaire.

On en déduit le schéma équivalent :

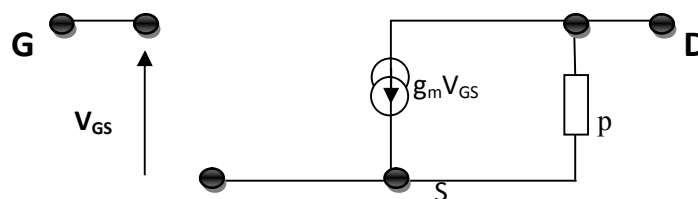


Figure.2.13- Schéma équivalent alternatif petits signaux.

2.8 Amplification

2.8.1 Schéma de montage

Schéma des montages le plus utilisé est le circuit qui utilise le transistor à effet de champ monté en source commune (ou source suiveuse) figure 2.14.

La polarisation de TEC est assurée par une seule alimentation V_{DD} [2].

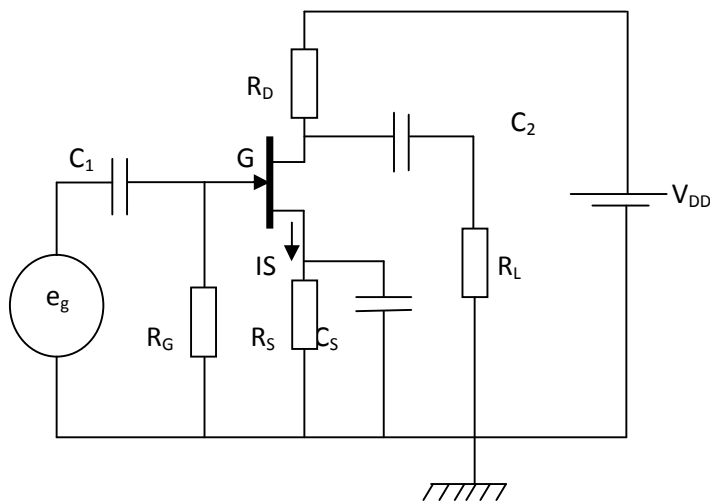


Figure 2.14-Montage amplificateur à transistor à effet de champ

2.8.2 Schéma équivalent source commune a transistor à effet de champ

Pour étudier le comportement dynamique de l'amplificateur, il y a lieu dans une première étape de le représenter par son schéma équivalent comme l'indique la figure 2.15. Il est à signaler que g_m et p sont des paramètres propres au transistor à effet de champ. Ils sont généralement donnés par le constructeur [2].

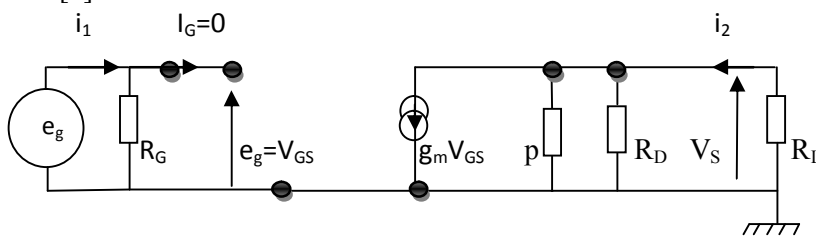


Figure.2.15-Schéma équivalent de l'amplificateur à transistor à effet de champ à source commune

- **Gain en tension de l'amplificateur**

Le gain en tension peut être défini comme suit

$$A_v = \frac{V_S}{e_g}; \quad V_S = -R_L i_2 \quad (2.9)$$

$$e_g = V_{GS}$$

- **Impédance d'entrée**

L'impédance d'entrée est définie par :

$$R_e = \frac{v_g}{i_1} = R_G \quad (2.10)$$

- **Impédance de sortie**

Comme il n'existe qu'un seul point commun(M) entre l'étage d'entrée et l'étage de sortie, on peut calculer l'impédance de sortie comme suit :

-on déconnecte la charge et on calcule la résistance vue entre les points A et M du schéma de la figure 2.15.

$$R_s = \frac{R_{D1}}{R_{D1} + 1} \quad (2.11)$$

2.9 Comparaison entre le transistor FET et un transistor bipolaire

Le transistor à effet de champ est un dispositif qui possède trois bornes de connexion selon une terminologie qui lui est propre. La comparaison avec le transistor bipolaire est donné ci-dessous (Tab.2.1) [11] :

Transistor JEFT	Transistor bipolaire
Source S	Emetteur E
Drain D	Collecteur C
Grille G	Base B
Alimentation de drain V_{DD}	Alimentation de collecteur V_{CC}
Alimentation de grille V_{GG}	Alimentation de base V_{BB}
Courant de drain I_D	Courant de collecteur I_C
Faible gain en tension	Haut gain en tension
Haut gain en courant	Faible gain en courant
Très haute impédance d'entrée	Faible impédance d'entrée
Haute impédance de sortie	Faible impédance de sortie
Génère peu de bruit	Génère un bruit moyen
Vitesse de commutation élevée	Vitesse de commutation moyenne
Sensible à l'électricité statique (ESD)	Robuste
Dispositif contrôlé en tension	Dispositif contrôlé en courant

TAB.2.1-Comparaison entre les bornes du transistor bipolaire et du transistor à effet de champ.

Les transistors à effet de champ peuvent être beaucoup plus petits que leur équivalent bipolaire. Grâce à leur faible consommation de puissance, ils sont idéaux pour les circuits intégrés, telle que les circuits digitaux CMOS.

Le transistor bipolaire comporte deux types de constructions différentes, NPN et PNP, qui décrit l'arrangement physique des couches de type P et de type N qui le compose. On retrouve la même classification pour les transistors à effet de champ. Il y a les transistors à effet de champ à canal n (EN : N-channel FET) et ceux à canal p (EN : P-channel FET) [11].

Le courant entre l'électrode de drain et de source va passer dans un canal (EN : Channel) qui peut être constitué soit d'un semi-conducteur de type p, soit d'un semi-conducteur de type n. Le contrôle de ce courant se fait au travers de la tension appliquée sur l'électrode de grille (EN: gate).

Comme son nom l'indique, les transistors bipolaires sont « bipolaires », parce qu'ils emploient deux types de porteurs de charges, des électrons et des trous. Le transistor à effet de champ est au contraire un dispositif « unipolaire » qui dépend seulement de la conduction d'électrons (canal n) ou de trous (canal p).

Le transistor à effet de champ a un avantage majeur sur le transistor bipolaire, son impédance d'entrée (R_{in}) est très élevée (Mega Ohm), alors que celle du transistor bipolaire est comparativement basse. Cela a deux conséquences. D'une part, le courant de grille, de même que la consommation sont extrêmement bas. D'autre part, cela signifie que ces composants sont très sensibles à l'électricité statique (EN : Electrostatique discharge ou ESD).

Il y a deux types principaux de transistors à effet de champ, le JFET (EN : Junction Field Effect Transistor) et le IGFET (EN : Insulated-gate Field Effect Transistor) qui est plus connu sous le nom de MOSFET (Métal Oxyde Semi-conducteur Field Effect Transistor) [11].

2.10 Conclusion

Dans les montages amplificateurs, les FET seront principalement utilisés dans l'étage d'entrée. On profite de leur grande impédance d'entrée qui permet de ne pas perturber la source. Dans ce premier étage l'amplitude des signaux est petite et de ce fait l'influence de la non linéarité du transistor est minimale si la polarisation est correcte. Pour les étages suivants, on utilisera des transistors bipolaires qui autorisent une plus grande dynamique au niveau de l'amplitude des signaux.

Transistor bipolaire a grille isolée

Sommaire:

3.1 Introduction

3.2 Définition du transistor IGBT

3.3 Généralités

3.4 Historique (l'IGBT un compromis MOSFET-BJT)

3.5 L'architecture faible pertes

3.6 Procédé de fabrication

3.7 Comportement en température de l'IGBT

3.8 Aire de sécurité (SOA)

3.9 Conclusion

3.1 Introduction

Le transistor IGBT, qui est un transistor commandable à la fermeture et à l'ouverture, offre de nouvelles perspectives en matière de traction électrique. Il est créé au début des années 80, et rapidement commercialisé par les japonais avant que les européens, notamment Eupec, ne monopolisent petit à petit le marché. Les premières utilisations pour la traction en Europe datent de 1995/1996 avec des onduleurs de tension pour des tramways d'Allemagne, d'Autriche et le tramway de Grenoble. En 1996, la mise sur le marché de modules 3300V-1200A a élargi le domaine d'utilisation des IGBT et certaines régions françaises ont commandé des onduleurs à IGBT pour des projets de Trains Express Régionaux (TER) [12].

Les récents progrès annoncés par les constructeurs Mitsubishi et Eupec, ont amené les industriels de la traction dans une perspective d'évolution en proposant des modules 3300V-

1200A pour le premier et 6500V-600A pour le second. Ces modules peuvent à présent prétendre à des fonctionnements en forte puissance alors qu'ils étaient jusque là dévolus à évoluer dans les gammes de moyenne et basse puissances. Néanmoins, les modules les plus rencontrés en traction électrique restent les IGBT 3300V-1200A et 1700V-800A sous la forme dual (deux IGBT par module) [13].

3.2 Définition transistor IGBT

Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT, de l'anglais Insulated Gate Bipolar Transistor) est un dispositif semi-conducteur de la famille des transistors qui est utilisé comme interrupteur électronique, principalement dans les montages de l'électronique de puissance.

Ce composant, qui combine les avantages des technologies précédentes — c'est-à-dire la grande simplicité de commande du transistor à effet de champ par rapport au transistor bipolaire, tout en conservant les faibles pertes par conduction de ce dernier — a permis de nombreux progrès dans les applications de l'électronique de puissance, aussi bien en ce qui concerne la fiabilité que sur l'aspect économique[14].

Les transistors IGBT ont permis d'envisager des développements jusqu'alors non viables en particulier dans la vitesse variable ainsi que dans les applications des machines électriques et des convertisseurs de puissance qui nous accompagnent chaque jour et partout, sans que nous en soyons particulièrement conscients : automobiles, trains, métros, bus, avions, bateaux, ascenseurs, électroménager, télévision, domotique.

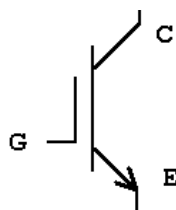


Figure 3.1-Symbole du transistor IGBT

3.3 Généralités

3.3.1 Présentation générale de l'IGBT

Dans cette partie, nous allons proposer un bref aperçu concernant l'évolution des structures IGBT. Historiquement, les structures PT (Punch-Through) et NPT (Non-Punch-Through) sont les plus anciennes. Pour schématiser, la structure PT traditionnelle permet par principe d'obtenir des pertes en conduction réduites, tandis que le procédé NPT donne des composants intrinsèquement plus rapides avec de faibles pertes en régime de commutation. On optait souvent pour les premières dans les gammes 600V et 1200V, pour les secondes en 1200V et au-delà. Les progrès technologiques aidant (incluant les procédés de réalisation sur wafer mince), la donne a depuis été quelque peu redistribuée. Sans entrer dans les détails, précisons simplement que les différences se situent au niveau du dessin et des dopages des couches basses de la cellule. Les NPT sont développés sur une base de silicium homogène, sur laquelle sont diffusés l'anode et les autres couches. La tension inverse est supportée par une couche épaisse N-, ce qui confère à l'IGBT une chute de tension à l'état passant assez élevée. Un problème contourné par les dernières générations de puces sur wafer mince, caractérisées par une faible tension de saturation, au prix d'une certaine fragilité mécanique. Dans le cas d'une technologie PT, l'association d'une couche tampon fortement dopée N+ et d'une seconde faiblement dopée N-, obtenues par croissance épitaxiale, reposent sur un substrat P+. La minceur de la couche N- se traduit par l'obtention d'une chute de tension très faible à l'état passant. Cependant, afin de réduire la durée de vie des porteurs dans la zone tampon, et ainsi conserver de faibles pertes en commutation, on a recours à des procédés d'irradiation globales ou localisées ou d'injection de métaux lourds qui ont le fâcheux inconvénient de remonter le V_{on} et, par voie de conséquence, les pertes en conduction. Du fait des effets d'autorégulation naturels facilitant la mise en parallèle des IGBT, les composants de type NPT bénéficiaient à l'origine d'un attrait supplémentaire. Ceci grâce à un coefficient de dérive thermique de la tension V_{on} positif au courant de travail, minimisant le risque d'emballement thermique. Les nouvelles technologies apparues ces dernières années ont tenté de réunir les avantages des structures PT et NPT. Ainsi en est-il de l'IGBT à champ limité, appelé «Field Stop» par [15] et [16]. Le profil de champ électrique, de forme trapézoïdale, est ici similaire à celui d'une puce PT, tandis que le coefficient de température est positif à l'état passant. Lors de l'ouverture de l'IGBT, le champ électrique est arrêté par une couche tampon faiblement dopée N, ce qui permet de réduire le phénomène de queue de courant dû à l'accumulation des charges. Un principe similaire a été adopté par [17] et [18] pour leurs puces baptisées LPT pour le premier, SPT pour le second. Cependant, si le principe reste similaire, la structure peut être bien différente. Ainsi, si d'un côté [15] met en œuvre une grille en tranchée pour ses IGBT₃ et IGBT₄, [18] a recours à une construction planaire plus classique. Notons que cette dernière société a introduit l'an dernier de nouvelles puces SPT, dites SPT+. Celles-ci conservent les caractéristiques de leurs aînées, si ce n'est le V_{on} réduit de quelques 30% (cas d'une puce 4500V), ou la densité de courant améliorée (cas d'une puce 1200V). Appliquée aux IGBT, la structure en tranchée (trench) a pour intérêt d'éliminer l'effet JFET parasite des cellules IGBT classiques. La chute de tension à l'état passant et la résistance de canal de l'IGBT sont également réduites. La faible largeur de la grille enterrée, et non plus disposée en surface comme dans une cellule à grille planaire conventionnelle, autorise une densité de courant plus importante, tandis que les effets de latch-up sont minimisés voir inexistants. L'inconvénient principal est l'accroissement de la capacité grille-cathode qui modifie le comportement dynamique de l'IGBT et qui oblige un redimensionnement du circuit de commande rapproché. Du fait de ses nombreux atouts, la technologie trench a ouvert de belles perspectives quant au développement de modules performants et compacts. La complexité du procédé de fabrication étant ici compensée par une moindre quantité de silicium consommé. En ce qui concerne les diodes de puissance, elles sont équivalentes à un clapet dans une installation hydraulique. Les deux paramètres importants à prendre en compte sont :

- la tension maximale de blocage de la diode, c'est-à-dire la tension au-delà de laquelle se produit le claquage et donc la destruction probable de la diode,

-l'intensité maximale du courant qui peut la traverser.

En revanche les trois principaux défauts de la diode de puissance sont :

- la tension de seuil V_s ,

-la résistance dynamique R_D ,

-le recouvrement inverse de la diode.

Actuellement, les diodes se déclinent en plusieurs catégories :

-les diodes silicium de puissance de résistance dynamique R_D faible. Elles sont utilisées dans le domaine des convertisseurs de forte puissance comme les onduleurs de traction. Elles sont réalisées en boîtier encapsulé. La jonction qui les constitue est de type PIN (P - Intrinsèque -N), ou PN-N+. L'introduction d'une zone très faiblement dopée permet d'obtenir une tension de blocage élevée,

-les diodes rapides de capacité parasite C_D faible. Elles ont des temps de recouvrement de l'ordre de quelques dizaines de nanosecondes,

-les diodes Schottky (souvent utilisée pour des tensions inverses inférieures à 150 V) : tension de seuil V_s faible et C_D faible. Elles sont constituées d'une jonction métal - semi-conducteur. Par rapport aux diodes PIN, la tension de seuil est plus faible, mais la résistance est plus élevée (d'où une chute de tension qui dépend plus fortement du courant qui la traverse). Elles peuvent fonctionner à des fréquences très élevées mais la tension inverse maximale autorisée est plus faible. Pour toutes ces raisons, elles sont principalement utilisées dans les convertisseurs fonctionnant en TBT et à fréquence élevée : alimentations à découpage.

-les diodes Schottky en carbure de silicium (SiC). Elles conjuguent une capacité de jonction C_D très faible et une tension de blocage plus élevée que les diodes Schottky classiques mais ces améliorations se font au détriment de l'augmentation de V_s .

3.3.1.1 Les structures IGBT actuelles

De façon générale, le développement des structures de puces embarquées vise à optimiser l'éternel compromis entre les pertes en commutation et en conduction, et à augmenter la densité de courant. Pour atteindre cet objectif, une multitude de structures sont à l'étude ou sont déjà commercialisées par les principaux fabricants. Les trois structures IGBT de base (Figure 3.2) en technologie silicium les plus utilisés dans l'industrie sont : PT, NPT et FS (Field Stop).

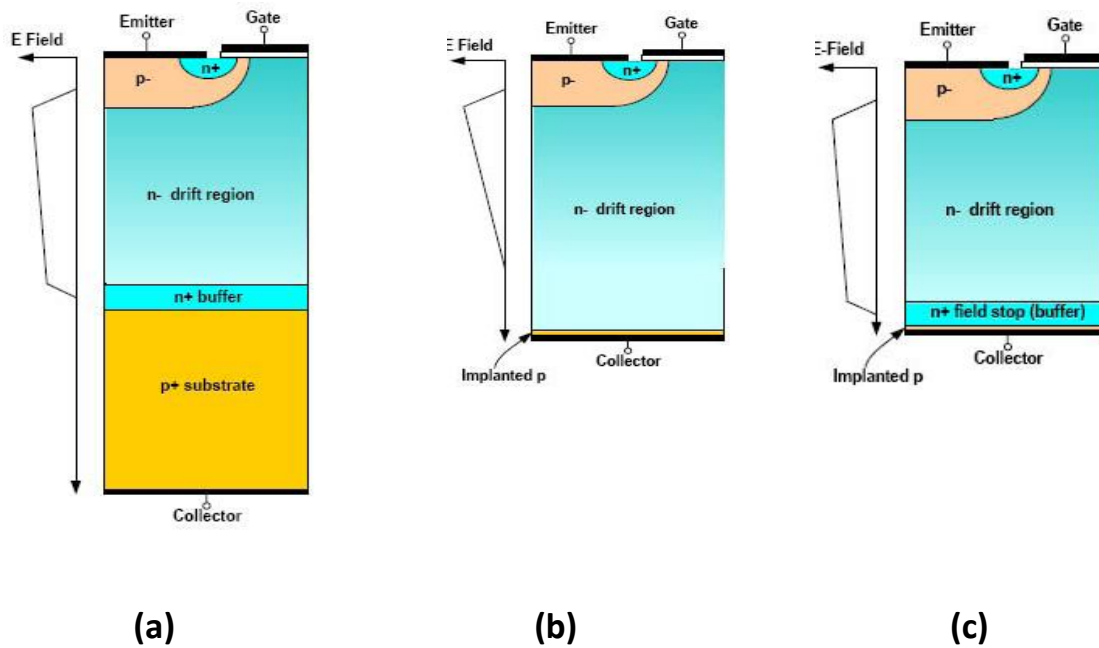


Figure 3.2-Structures de base avec grille planaire [19]: (a) PT ; (b) NPT ; (c) FS

Ces structures peuvent avoir une grille en tranchée et le choix du type de grille dépend de l'application et de la stratégie de chaque fabricant. La tendance générale adoptée par les fabricants étant de se diriger vers la structure Field Stop qui offre le meilleur compromis entre les structures PT et NPT. Le fabricant FUJI ELECTRIC, par exemple, spécialiste dans la moyenne puissance a commencé la production des IGBT depuis les années 80 et jusqu'à présent ce dernier a développé 5 générations d'IGBT. Les trois premières générations sur des plaquettes épitaxiales avec la technique « Lifetime Control » et les deux dernières générations sur des plaquettes minces (Figure 3.3). Actuellement, la recherche au sein de Fuji Electric s'oriente vers des structures FS avec la grille en tranchée sur plaquette type FZ (Floating Zone). La fabrication des plaquettes de silicium se fait traditionnellement par le procédé « Czochralski process », qui offre la possibilité d'avoir des plaquettes de larges diamètres pouvant atteindre 300 mm voire plus. L'inconvénient principal de ce procédé de fabrication est la présence de contaminants tels que : les molécules de carbone, d'azote et d'oxygène. Le procédé de fabrication de plaquette en silicium « Floating Zone process » est souvent utilisé pour les composants de puissance. Il offre par rapport au procédé classique les avantages suivants :

- une faible présence en contaminants.
- une bonne résistance mécanique [19].

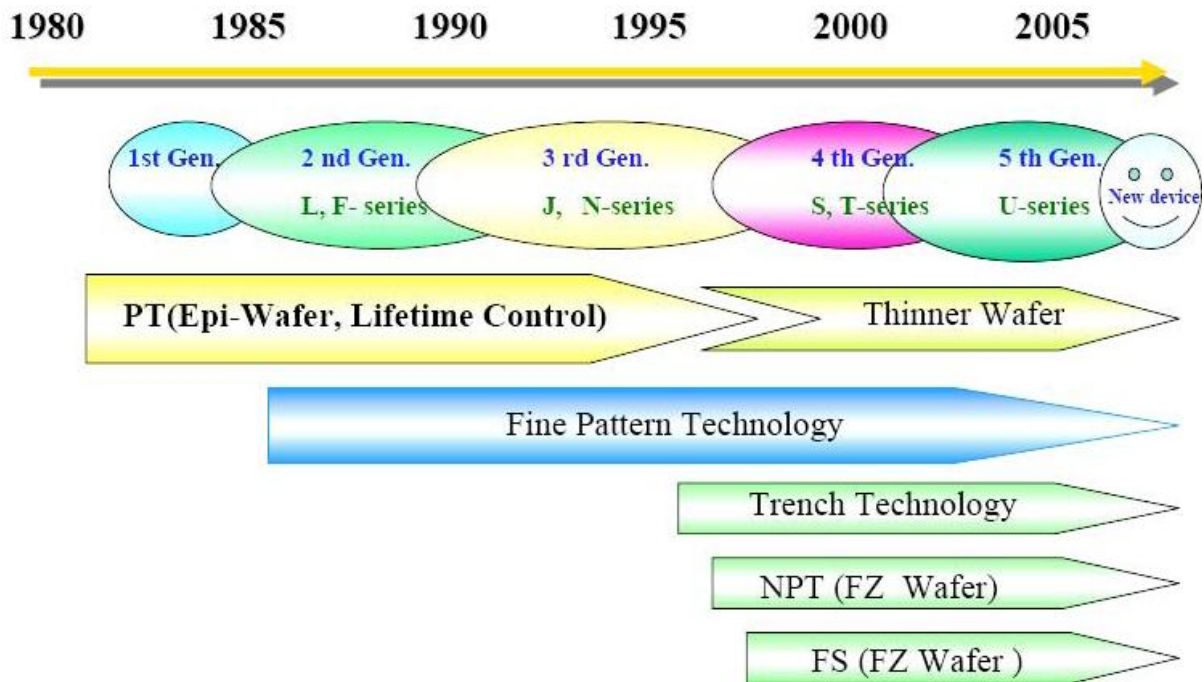


Figure 3.3-Développement de la technologie IGBT de FUJI ELECTRIC [15].

A partir de la structure PT, les concepteurs de puce IGBT ont eu l'idée d'utiliser la couche N- comme substrat fin, une couche tampon N « Field Stop » et une couche P+ pour l'injection des trous. La fine couche N « Field Stop » faiblement dopée modifie l'injection de trous de la couche P+ (côté collecteur) et permet de stopper le champ électrique de la zone N en polarisation directe bloquée. De part sa nature, la structure FS ne présente plus de queue de courant et sa chute de tension à l'état passant est faible. Cette technologie est actuellement utilisée par plusieurs constructeurs sous différents noms : SPT, LPT-CSTBT, IGBT₃, IEGT et

HIGT [20]. Les structures traitées ci-dessous sont celles des principaux fabricants sachant que des études sont en cours pour développer d'autres technologies par exemple les matériaux semi-conducteurs à grand gap (SiC, GaN,...) qui offrent des performances électriques et en température bien supérieure au silicium. L'avènement des puces à base de carbure de silicium sur le marché de l'électronique de puissance dépendra essentiellement de la maîtrise des procédés de fabrication (épitaxie, implantation, diffusion, gravure...). Rappelons tout de même que des diodes Schottky à base de SiC sont déjà commercialisées grâce à la simplicité de leurs procédés de fabrication.

3.4 Historique (l'IGBT un compromis MOSFET-BJT)

Un interrupteur idéal doit avoir les caractéristiques suivantes: impédance nulle à l'état fermé et infinie à l'état ouvert, puissance consommée et temps de commutation nuls. On peut donc avancer qu'un interrupteur idéal n'existe pas aujourd'hui et n'existera pas d'avantage demain. Les deux plus célèbres composants électroniques réalisant la fonction interrupteur sont: le transistor bipolaire et le transistor MOS. Le premier présente comme avantages une faible tension de déchet à l'état passant et le pouvoir de commuter de forts courants, mais nécessite une puissance de commande non négligeable et sa fréquence de travail est relativement basse.

Le MOS quant à lui, connu pour des fréquences de travail plus élevées et une puissance de commande presque nulle, est limité par sa tension de déchet qui est importante pour des dispositifs mettant en jeu des hautes tensions (quelques centaines de Volts). Depuis 1979, se développe l'idée d'intégrer sur une même puce un transistor MOS et un transistor bipolaire afin de profiter des avantages de chacun des deux dispositifs

en évitant au mieux leurs inconvénients. Cet assemblage a donné naissance à une variété de dispositifs:

- IGT (Insulated Gate Transistor) par General Electric [21].
- GEMFET (Gain Enhanced MOSFET) par Motorola;
- COMFET (Conductivity Modulated FET) par RCA [22].

Tous ont permis d'aboutir vers ce qu'on appelle aujourd'hui l'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). L'IGBT de part ses caractéristiques est un composant avantageux pour les applications utilisant la commutation. Sa suprématie dans le domaine de la moyenne puissance n'est plus contestée et il est de plus en plus utilisé dans les applications à fortes puissance faisant concurrence au GTO (Gate Turn Off). Enfin en faible puissance les IGBTs vont également se développer pour concurrencer les MOSFETs dans certains domaines. La figure 3.4 représente l'enveloppe des applications de l'IGBT, en fréquence et en puissance, et ses éventuelles évolutions, et compare ses performances à ceux des autres dispositifs [32].

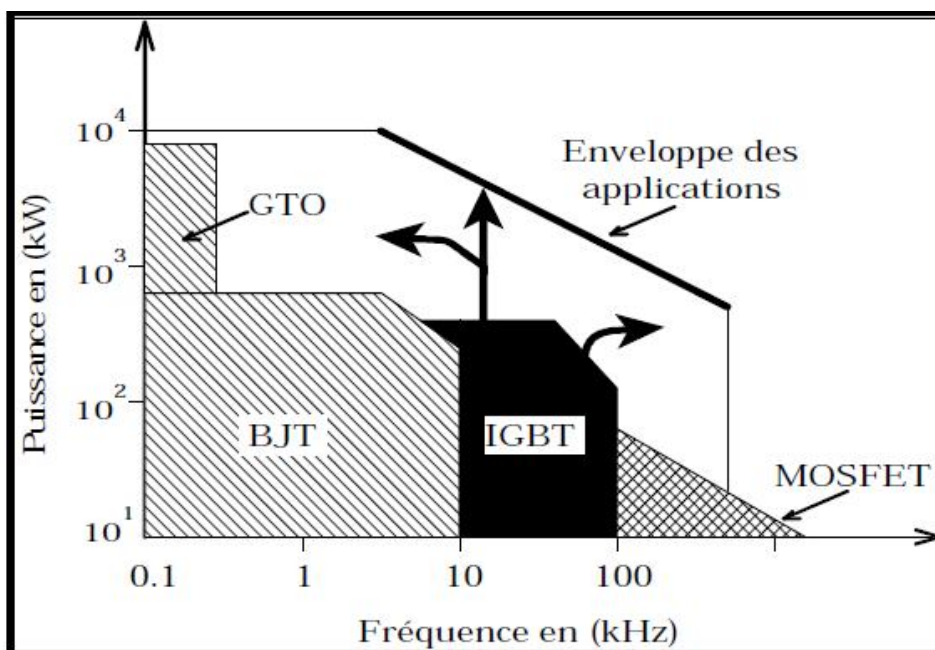


Figure 3.4-Domaine d'application de l'IGBT et des autres dispositifs de commutation concurrents.

3.5 L'architecture faible pertes

3.5.1 Présentation

Cette section fait suite aux travaux de G. Bonnet [23] sur l'association faibles pertes.

Cette association consiste à mettre deux IGBTs en parallèle afin de minimiser les pertes en conduction et en commutation des interrupteurs. En effet, le compromis chute de tension à l'état passant et pertes à l'ouverture est inévitable dans les composants bipolaires et donc dans l'IGBT. Une faible chute de tension à l'état passant se traduit par un nombre important de porteurs dans la base qui forme la charge stockée. Plus cette charge va être importante, plus la résistance à l'état passant va être faible, mais plus son évacuation par recombinaison au sein du cristal à l'ouverture du composant va être longue. Le compromis pertes en conduction/pertes en commutation est alors inévitable. Une idée serait d'associer en parallèle un composant possédant de bonnes performances à l'état passant avec un composant possédant un faible courant de queue, responsable des pertes à l'ouverture.

Des associations de ce type IGBT + MOS ont déjà été réalisées [24] et [25]. L'idée pour notre application est d'associer monolithiquement un IGBT rapide avec un IGBT lent.

Le compromis chute de tension à l'état passant/pertes à l'ouverture peut être ajusté en jouant sur deux paramètres que sont la durée de vie des porteurs dans la base et l'efficacité d'injection de l'anode. Cette dernière est réglée en modifiant la profondeur et/ou le dopage de l'émetteur P+. Donc, un IGBT possédant une faible chute de tension à l'état passant serait utilisée pour les phases de conduction et un IGBT avec un faible courant de queue et donc de faibles pertes à l'ouverture serait utilisé pour les phases de commutation. La figure 3.5 présente l'architecture faible pertes dans une cellule de commutation avec les deux IGBTs en parallèle (un lent et un rapide).

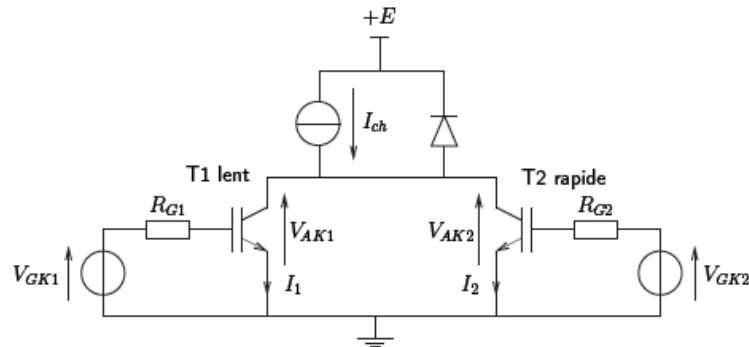


Figure. 3.5 - Architecture faibles pertes.

3.5.2 Principe de fonctionnement de l'IGBT

Nous nous pencherons dans cette étude sur le cas d'un IGBT à base de type N qui est le plus largement répandu sachant que les mêmes principes régissent les IGBT à base de type P. La structure de la cellule élémentaire de l'IGBT (fig. 3.6(b)) découle de celle d'un VDMOSFET de puissance verticale (fig. 3.6(a)) où la couche de contact ohmique de type N+ située sur la face arrière est remplacée par une couche de type P+. La conception de l'IGBT est de type multicellulaire avec la mise en parallèle de cellules élémentaires pour atteindre des forts niveaux de courants. L'IGBT est une structure de type triode avec deux électrodes de puissance (l'anode et la cathode) et une électrode de commande (la grille). Il est possible de différencier cinq principales régions semi-conductrices (figure. 3.6(b)) : les émetteurs P+ et N+, la base de type N-, le caisson de type P et une section MOS. Les émetteurs ont pour rôle d'injecter des porteurs dans la région centrale de base. Cette dernière, profonde et faiblement dopée, participe à la tenue en tension. La section MOS permet de relier électriquement l'émetteur N+ à la région de base. L'ensemble des régions semi-conductrices font apparaître des transistors bipolaires NPN et PNP, une résistance R_p et une section MOSFET à canal

N permettant d'obtenir le schéma équivalent donné par la figure 3.7(a). La présence d'un court-circuit métallique entre l'émetteur N+ et le caisson P permet de désensibiliser la jonction émetteur/base du transistor bipolaire NPN. Le schéma électrique équivalent devient alors celui donnée par la figure 3.7(b). Par la suite, nous allons décrire le comportement physique et électrique de l'IGBT en comportement statique et dynamique.

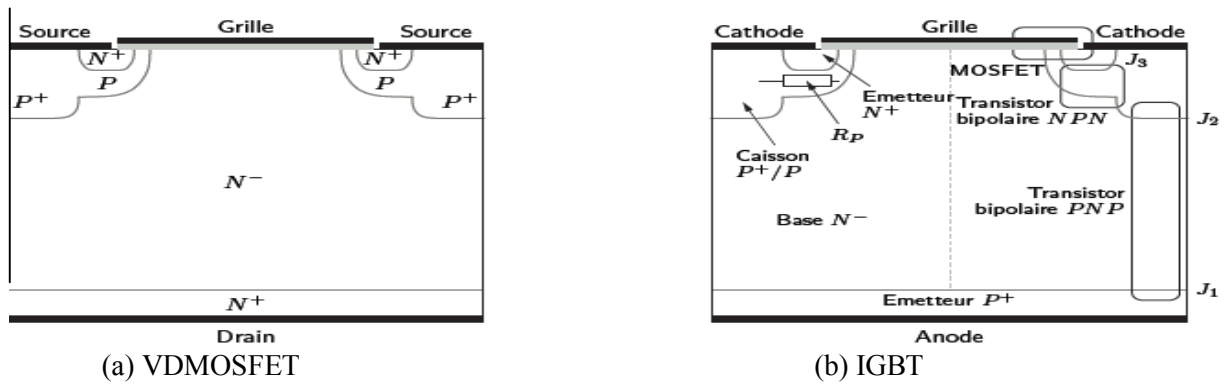


Figure. 3.6 -Vue en coupe de structures semi-conductrices.

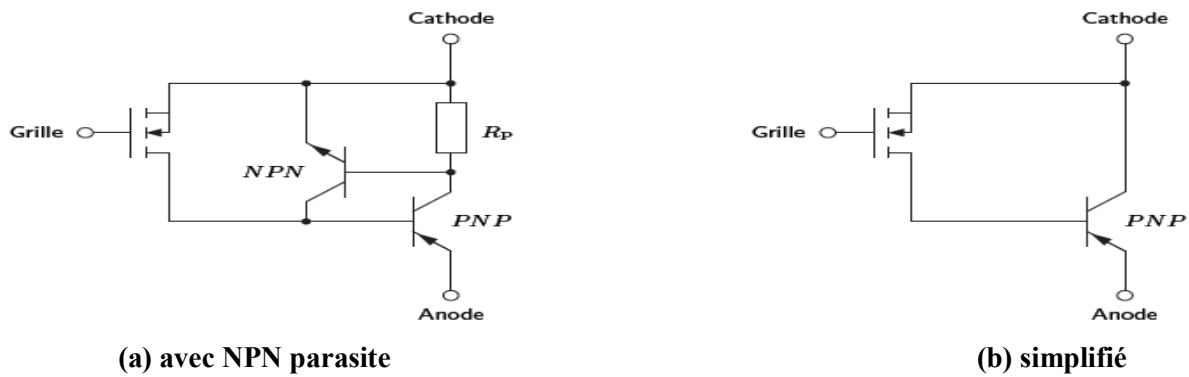


Figure. 3.7- Schéma équivalent de l'IGBT.

a) Etude statique

En fonction des polarités sur les électrodes, il existe deux modes de fonctionnements possibles :

- le mode bloqué.
- le mode passant.

La figure 3.8 représente les caractéristiques statiques $I_A = f(V_{AK})$ d'un IGBT pour plusieurs V_{GK} .

Le mode bloqué

Il est possible d'avoir soit un mode bloqué direct ($V_{AK} > 0$ et $V_{GK} < V_{th}$ avec V_{th} tension de seuil du MOSFET), soit un mode bloqué inverse ($V_{AK} < 0$).

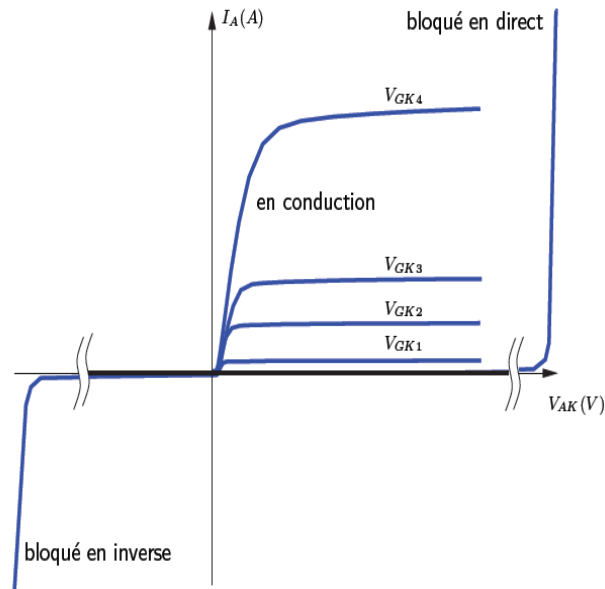


Figure 3.8-Caractéristiques statiques $I_A = f(V_{AK})$ d'un IGBT pour plusieurs polarisations V_{AK} .

Dans le premier cas, c'est la jonction J2 qui est polarisée en inverse (fig. 3.6(b)). C'est l'extension de la zone de charge d'espace dans la région de base qui va déterminer au premier ordre la tenue en tension. Dans le deuxième cas, c'est la jonction J1 qui est polarisée en inverse (fig. 3.6(b)). En règle générale, cette jonction ne tient pas des tensions importantes en raison de la difficulté de l'utilisation d'une technique de garde sur la face arrière. Cependant, des travaux proposent des terminaisons de jonction permettant une bidirectionnalité en tension comme le MOS Bidirectionnel Switch (MBS) proposé par ST (Soft Through).

Microélectroniques [26]. Il est à noter que les mêmes remarques que sur la tenue en tension de la diode sont applicables.

Le mode passant

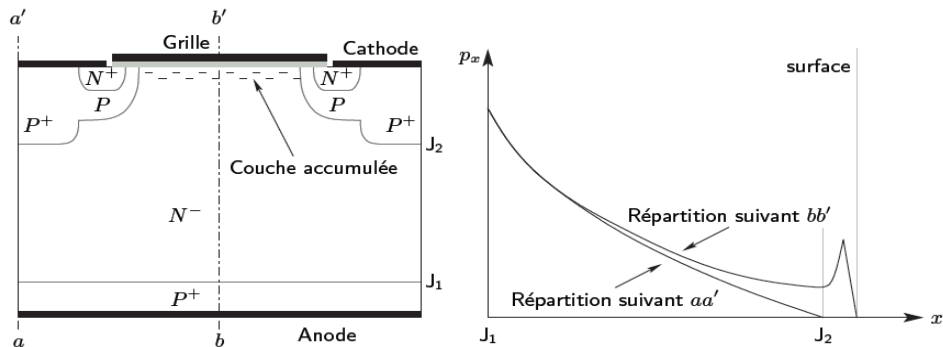
Dans le premier quadrant de la figure 3.8, le passage du mode bloqué au mode passant se fait à la fois par application d'une tension de grille supérieure à V_{th} et pour une tension V_{AK} supérieure à la tension de seuil de la jonction P+/N- coté anode (environ 0.7V). Pour une tension V_{AK} positive donnée, l'application d'une tension de grille supérieure à la tension de seuil de la section MOS entraîne l'apparition d'un canal entre la cathode N+ et la région de base N- permettant ainsi d'alimenter cette dernière en électrons. Ce courant de base contrôle alors le transistor bipolaire PNP. Ce régime de fonctionnement peut être traduit au premier ordre par la relation suivante :

$$I_A = I_{MOS}(1 + \beta_{PNP}) \quad (3.1)$$

avec I_A le courant de l'IGBT, I_{MOS} le courant traversant la partie MOSFET et β_{PNP} le gain du transistor bipolaire PNP. Le courant I_A est donc la somme du courant MOS et du courant de la section bipolaire. Cependant, le gain β_{PNP} étant de faible valeur (environ 0.2) en raison de la profondeur importante de la région de base, le principal apport de la section PNP est d'injecter des trous dans la région de base. Cette injection permet d'augmenter la conductivité de la région de drift dans des proportions significatives, diminuant de ce fait la chute de tension à l'état passant. La contrepartie de cet avantage est une diminution des performances dynamiques.

La répartition des porteurs dans la base large et peu dopée à l'état passant pour un IGBT à grille planar est représentée figure 3.9. Se distinguent deux coupes aa0 et bb0 différentes, la première est faite sous le caisson P/P+ et la deuxième sous la grille. Suivant bb0, il existe sous la grille une couche accumulée (prolongement du canal). Ce phénomène, s'il est accentué via une optimisation géométrique

de la grille, permet de diminuer la chute de tension à l'état passant (IGBT à tranchée ou IEGT pour Injection Enhanced Gate Transistor).



Figure

3.9- Répartition des porteurs dans la base durant l'état passant de l'IGBT.

b) Etude dynamique

L'étude dynamique d'un cycle de commutation passe par l'analyse de la phase d'amorçage et de blocage. Le comportement dynamique est fortement lié à la charge et la décharge des capacités inter-électrodes de l'IGBT. Ces capacités sont données dans les spécifications techniques des constructeurs sous les appellations suivantes :

- capacité d'entrée $C_{ISS} = C_{GS} + C_{GD}$,
- capacité de sortie $C_{OSS} = C_{GD} + C_{DS}$,
- capacité de contre-réaction (également nommée capacité « Miller») $C_{RSS} = C_{GD}$.

Nous préférons dans le cadre d'une approche physique utiliser les capacités grille-source C_{GS} , grille-drain C_{GD} et drain-source C_{DS} .

Phase d'amorçage

L'électrode de commande de l'IGBT est contrôlée en tension à l'instar de l'ensemble des structures à grille isolée. La mise en conduction de l'IGBT est effective quand la tension aux bornes de la capacité C_{GS} est supérieure à la tension de seuil V_{th} . Généralement, une tension V_{GK} largement supérieure à V_{th} est appliquée pour faire fonctionner l'IGBT dans son régime ohmique et de manière robuste. Le contrôle du courant de grille au travers de la résistance de grille permet de régler la vitesse de commutation à l'amorçage (dI_A/dt) : il s'agit simplement de la charge d'une capacité C_{GS} au travers de la résistance de grille.

A la fermeture, sur charge résistive pure, hormis le circuit de commande, la dynamique de la commutation ne dépend que des caractéristiques intrinsèques de la structure. Cependant, dans un convertisseur de puissance, l'IGBT est généralement associé à une diode de puissance dont le rôle est d'assurer la phase de roue libre.

Les séquences de fonctionnement d'une phase d'amorçage sur charge inductive pure et dans une configuration cellule de commutation (fig. 3.10) sont les suivantes :

- pendant la durée t_0 , l'IGBT est bloqué et supporte à ses bornes de puissance la tension d'alimentation E . Le courant de charge I_{ch} passe par la diode de roue libre. Dès l'application de la tension de commande V_{com} , le courant de grille charge les capacités C_{GS} et C_{GD} . La tension V_{GK} croît jusqu'à la tension de seuil V_{th} . Tant que $V_{GK} < V_{th}$, le courant de drain reste quasi nul et est appelé courant sous le seuil. A la fin de cette durée t_0 , $V_{GK} = V_{th}$.
- pendant la durée t_1 , le canal de la section MOS est formé. Le courant I_A commence à croître proportionnellement à la tension V_{GK} appliquée. L'inductance de maille L_m provoque alors une chute de la tension V_{AK} égale à $L_m(dI_A/dt)$.

- pendant les durées t_2 et t_3 : c'est la phase de recouvrement de la diode. La charge stockée dans la base de cette dernière s'évacue sous forme d'un courant de recouvrement qui se répercute par un pic de courant sur I_A . A la fin de la durée t_2 , la tension aux bornes de la diode commence à croître. V_{AK} diminue de façon complémentaire et plus rapidement car la capacité C_{GD} est faible pour une forte V_{AK} . A la fin de t_3 , la phase de recouvrement de la diode est terminée et elle se trouve donc à l'état bloqué.
- pendant la durée t_4 , le courant de grille charge la capacité C_{GD} selon la relation ($dV_{AK}/dt = -I_G/C_{GD}$). Cependant comme la capacité C_{GD} est très dépendante du potentiel à ses bornes (contre réaction entre dV_{AK}/dt et C_{GD}), I_G est maintenu presque constant. Comme $V_{com} = R_{GI} I_G + V_{GK}$, la tension $V_{GK} = V_{GK \text{ Miller}}$ reste constante : c'est la plateau Miller.
- pendant la durée t_5 , la tension V_{AK} atteint sa valeur finale V_{AKsat} qui correspond à la chute de tension à l'état passant. La grille continue de se charger jusqu'à ce que V_{GK} atteigne sa valeur finale.

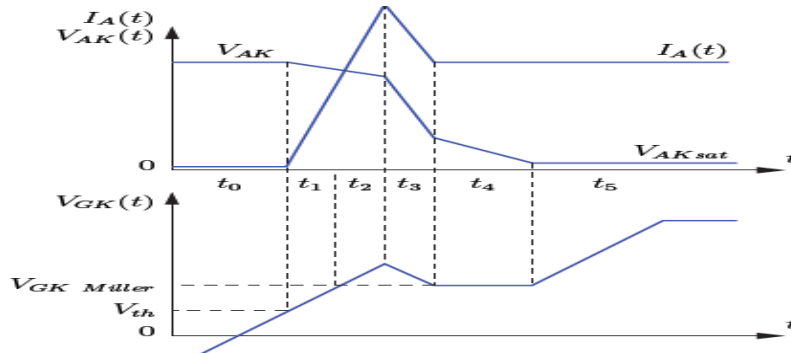


Figure 3.10-

Formes d'ondes de la phase d'amorçage d'un IGBT.

Phase de blocage

Pour bloquer un composant IGBT dans son fonctionnement normal, il suffit d'annuler le canal du MOS en appliquant une tension $V_{GK} < V_{th}$. Le blocage s'effectue à l'aide d'une tension nulle sur la grille (la grille est court-circuitée avec la cathode). Dans la pratique, une tension négative est appliquée afin d'assurer un blocage efficace et robuste du canal. Les séquences de fonctionnement d'une phase de blocage sur charge inductive pure et dans une configuration cellule de commutation (fig. 3.11) sont les suivantes :

- pendant la durée t_6 , la tension V_{com} passe de son niveau haut à son niveau bas. La capacité $C_{GS} + C_{GD}$ se décharge jusqu'à $V_{GK} = V_{GK \text{ Miller}}$.
- pendant la durée t_7 , la tension V_{AK} augmente alors que le courant I_A décroît lors de cette phase de plateau Miller. A la fin de t_7 , il apparaît une surtension due à l'inductance de maille au même titre que pendant la durée t_1 de la phase d'amorçage. En fonction de la valeur de l'inductance L_m , cette surtension peut être importante et provoquer la destruction du composant.
- pendant la durée t_8 , le courant I_A décroît rapidement de manière proportionnelle à V_{GK} . Lorsque cette dernière est inférieure à V_{th} ; le canal du MOS disparaît et la base du transistor PNP n'est donc plus alimentée en porteurs.
- la durée t_8 correspond à la phase de courant de queue. Ce courant correspond à la disparition par recombinaison des porteurs stockés dans la région de base de l'IGBT [27].

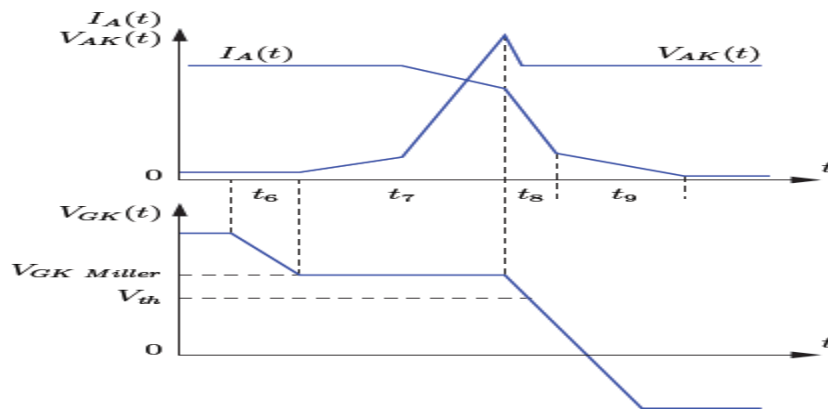


Figure 3.11- Formes d'ondes de la phase de blocage d'un IGBT.

3.6 Procédé de fabrication

Un IGBT est un circuit intégré composé de plusieurs milliers de cellules dont les dimensions sont de l'ordre de quelques micromètres. Ces cellules peuvent avoir des formes carrées, hexagonales, circulaires, rectangulaires ou triangulaires. Les IGBTs présentés dans ce travail sont fabriqués par International Rectifier et ont une forme hexagonale [28]. La figure 3.12 montre la coupe verticale d'une cellule non à l'échelle ainsi qu'une vue de dessus de plusieurs cellules. Le courant total commuté par l'IGBT est proportionnel au nombre de cellules et seule la taille de la puce peut le limiter. Afin de détourner cette limitation et réaliser des IGBTs de forte puissance, les constructeurs réalisent des montages avec plusieurs pastilles en parallèles.

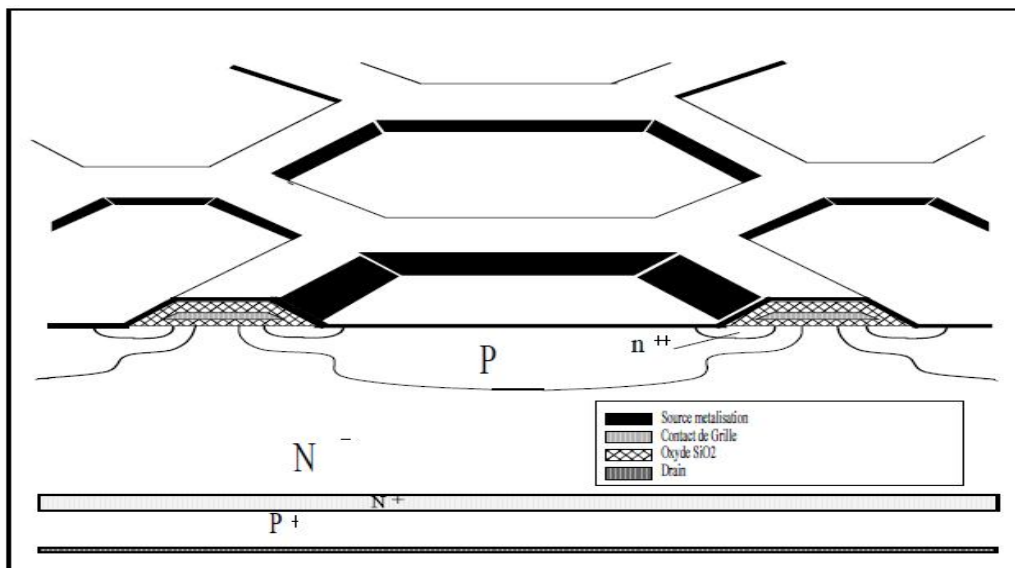


Figure 3.12 Vue de dessus et coupe verticale, non à l'échelle, d'une parmi les milliers de cellules formant l'IGBT.

La structure sera schématisée pour deux cellules hexagonales, non à l'échelle (figure 3.13), afin de permettre une meilleure compréhension des mécanismes intercellulaires. Le processus de fabrication [29] ,[30] débute par une oxydation. Un niveau de masquage permet d'implanter les zones P+ au centre des cellules fig. 3.13 (étape A). Après décapage chimique l'oxyde est alors déposé. La croissance de l'oxyde de grille sur la surface active du composant est suivie du dépôt d'une couche de

silicium poly cristallin (ou poly silicium) qui constituera la grille. Cette couche poly silicium recouvre la zone N- et le bord de la zone P qui constituera le canal du MOSFET Fig. 3.13 (étape B). Les zones de cathode n++ sont réalisées par diffusion en masquant le centre des cellules Fig. 3.13 (étape C).

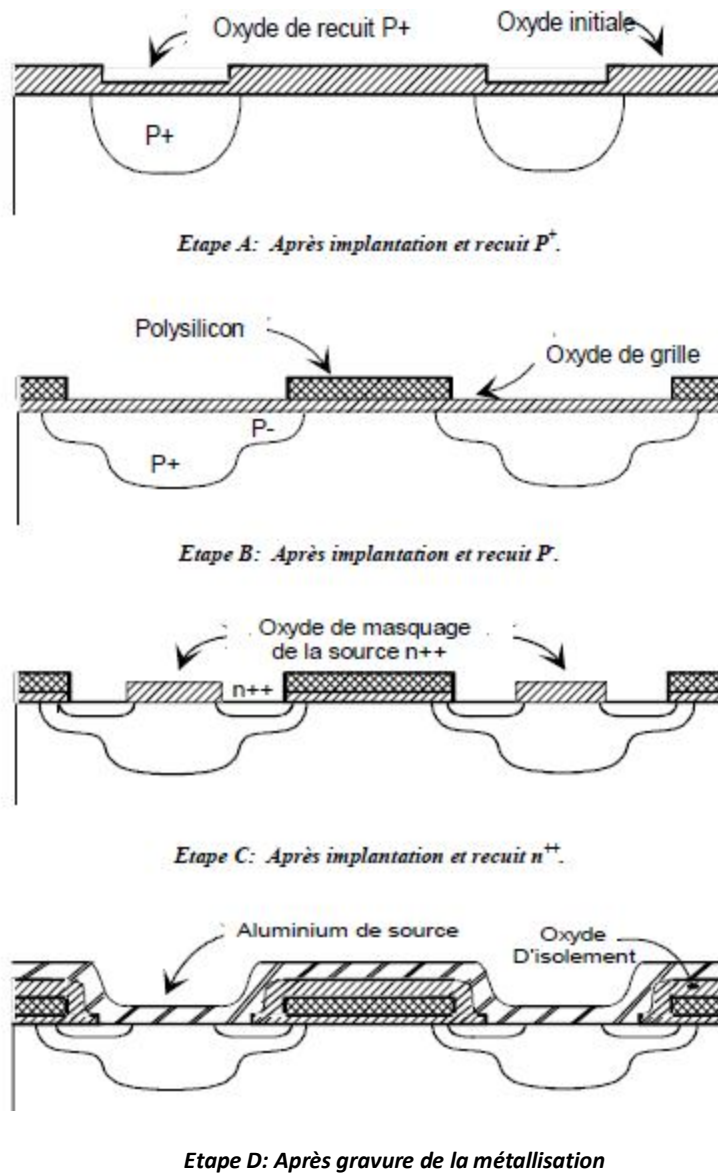


Figure 3.13- Principales étapes de la réalisation technologique d'un IGBT.

Les diffusions P du canal et n++ de cathode sont auto-alignées par rapport à la grille. Ce procédé permet un contrôle précis de la longueur du canal. Un oxyde d'isolement est ensuite déposé puis gravé pour les prises de contact. Enfin, la structure est métallisée Fig. 3.13 (étape D) puis passivée.

3.7 Comportement en température de l'IGBT

Pour les explications qui suivent, la chute de tension aux bornes du composant V_{AKsat} à l'état passant sera la somme de la tension entre le drain et la source du MOS, de la contribution ohmique de l'IGBT (soit la chute de tension dans la base large et peu dopée) et de la tension de Boltzmann de la jonction émettrice (jonction émetteur P+/ base N-).

Pour la mise en parallèle de puces IGBT, le comportement en température des composants peut soit être bénéfique au système soit conduire à un emballement thermique et la destruction des composants. En effet, sur la chute de tension à l'état passant, un coefficient de température positif va favoriser un équilibre de courant entre les différentes puces en parallèle lors du régime permanent. Par exemple, pour deux puces en parallèle, la puce qui va chauffer le plus va avoir tendance à faire passer moins de courant à une chute de tension à l'état passant donnée. La somme de deux courants des puces étant égale : c'est l'autre puce qui devra faire passer plus de courant et donc chauffer plus : ce comportement va donc conduire à un équilibre thermique. Par contre, si le coefficient en température de la chute de tension à l'état passant est négatif, l'effet inverse va se produire et c'est la puce qui va le plus chauffer qui va avoir tendance à faire passer le plus de courant d'où l'emballement thermique.

Structure NPT

Dans cette structure, la diminution de la tension de seuil et de la tension de jonction émettrice avec la température va avoir tendance à augmenter le courant passant pour une V_{AKsat} donnée et ce, à faible tension de grille alors que la dégradation des mobilités va dégrader la contribution ohmique dans des conditions de fort courant passant. La contribution de la dépendance en température de la durée de vie est négligeable tout comme l'injection du côté anode. La figure 3.14(a) donne un exemple de caractéristique statique d'un IGBT NPT pour deux températures à V_{GK} fixe.

Structure PT

L'ajout de la couche tampon permet de réduire l'injection de trous dans la base large et peu dopée et par conséquent retarde l'influence de la contribution ohmique à la chute totale de tension V_{AKsat} . Par conséquent, il existe un point de croisement sur la caractéristique statique d'un IGBT PT entre deux températures. Au dessous de ce point, pour des courants et des tensions faibles, le coefficient de température de V_{AKsat} est négatif : c'est la dépendance en température de la tension de jonction et de la tension du MOS qui sont prépondérantes. Au delà de ce point, pour des forts courants et de fortes tensions, c'est la dépendance en température de la tension ohmique qui favorise un coefficient de température de V_{AKsat} positif. La figure 3.14(b) donne un exemple de caractéristique statique d'un IGBT PT pour deux températures à V_{GK} fixe.

La structure PT pose donc un problème pour la mise en parallèle de composants. Pour remédier à ce défaut, le recours un procédé de réduction de durée de vie en bombardant la face arrière d'électrons est utilisé. Ainsi, une réduction locale de la durée de vie permet de descendre le point de croisement le long de la courbe statique vers des courants et des tensions plus faibles.



Figure.3.14-Caractéristiques statiques d'IGBT en fonction de la température.

3.8 Aire de sécurité (SOA)

L'aire de sécurité, appelée SOA (*Safe Operating Area*), est la capacité pour un transistor de supporter des niveaux élevés de tension et de courant simultanément. La SOA d'un IGBT est limitée par deux phénomènes principaux:

- le latchup, dû au déclenchement du thyristor parasite, qui limite l'IGBT en courant.
- la tension de claquage, dépendante de la tenue en tension du dispositif.

3.8.1 Latchup

Comme on peut le constater sur la figure 3.6-b, l'IGBT est composé de quatre couches alternées P-N-P-N pouvant déclencher un effet thyristor non désirable. Le déclenchement de ce dernier entraîne la perte du contrôle de l'IGBT par la grille et peut donc entraîner sa destruction. Ce phénomène est appelé "Latchup".

La modélisation la plus simple permettant de mettre en évidence la condition de déclenchement du latchup est celle du schéma électrique équivalent de la figure 3.15, où Q_n et

Q_p sont les deux transistors bipolaires P+N-P et n++PN- formant l'IGBT. R_p et R_n sont les résistances du puits P et de la couche épitaxiée N-.

Lorsque les deux transistors sont conducteurs le courant I_A peut s'écrire [31]:

$$I_A = \frac{\beta_n(\beta_p+1)I_{R_p} + \beta_p(\beta_n+1)I_{R_n}}{\beta_n\beta_p - 1} \quad (3.2)$$

Dans laquelle β_n et β_p sont respectivement les gains en courant du montage en émetteur commun des transistors Q_n et Q_p . Avec les conventions de signes adoptées, le courant I_A ne peut être que positif. Comme I_{R_p} et I_{R_n} sont positifs il faut que la condition $\beta_n\beta_p \geq 1$ soit respectée.

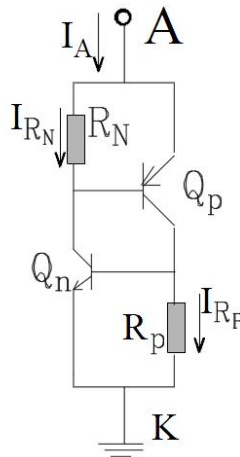


Figure 3.15-Schéma électrique équivalent élémentaire de la structure latchup.

Le transistor NPN parasite présente de part sa structure, émetteur n++ très fortement dopé et base étroite, un gain élevé contrairement au transistor PNP dont le gain est de l'ordre de l'unité du fait de sa base très large et peu dopée. Nous considérons donc que le déclenchement du thyristor correspond à la mise en conduction du transistor NPN. Ceci, se produit lorsque sa jonction émetteur-base est polarisée en direct à une tension supérieure ou égale à sa tension de seuil V_{bi} (environ 0,7V).

Le circuit de la figure 3.15 permet de mesurer le courant minimum provoquant le latchup sans risque de destruction du composant. En effet, sachant que le déclenchement du latchup conduit à la perte de contrôle de l'IGBT par la grille, l'IGBT sera donc bloqué par la suppression de la tension V_{G2} dans le cas où il n'y a pas déclenchement du latchup et par la suppression de la tension V_{G1} dans le cas où le latchup se produit (fig. 3.16).

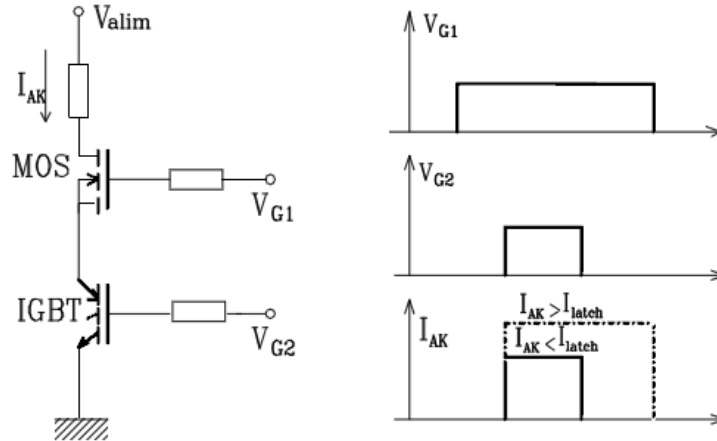


Figure 3.16-Circuit électrique pour la mesure du courant latchup

3.9 Conclusion

Alliant les avantages de la technologie bipolaire à celle du MOSFET, l'IGBT a un bel avenir sur le marché industriel et sa progression actuelle atteint 50%. Ses principales applications portent sur le contrôle de moteurs, les onduleurs, le chauffage par induction, les fours à micro-ondes, la robotique, etc... Une utilisation dans le domaine spatial et dans l'imagerie par résonance magnétique est envisagée dans une future proche.

S'inspirant de la structure composée de l'IGBT et profitant de son succès, d'autres dispositifs de puissance hybrides tels que le MCT (MOS Controlled Thyristor) et le MOS-GTO (Gate Turn Off) se développent de plus en plus et tendent à remplacer les composants conventionnels comme le thyristor, le GTO ou le Triac. Les IGBTs les plus répandus actuellement sont issus de deux technologies différentes afin de répondre aux exigences industrielles, l'une appelée PT (épitaxial) pour des tensions allant de 600V à 1200V, l'autre NPT (homogène) pour des tensions supérieures à 1700V. Dans ce chapitre, nous avons décrit brièvement une généralité sur l'IGBT dont nous avons donné quelques propriétés par rapport au transistor bipolaire et celui à effet de champ. Nous avons présenté les différentes structures qui sont avantageuses en termes de faibles pertes. Le principe de fonctionnement et le procédé technologique de fabrication sont alors discutés.

CONCLUSION GÉNÉRALE

De point de vu de sa structure, le transistor IGBT s'apparait comme un transistor bipolaire commandé par un transistor MOSFET. Sa modélisation a fait l'objet de nombreuse publications dans les années 1980-1990, alors que les publications concernant son utilisation et sa technologie sont majoritaires aujourd'hui. Les modèles développés alors que le transistor IGBT était majoritairement employé dans des circuits à commutation dure relativement lents ne prennent pas en compte la plupart des phénomènes apparaissant lors de commutations rapides ou douces. Les avantages de l'IGBT vis-à-vis des transistors bipolaire rend l'IGBT un composant potentiel pour les applications qui portent sur le contrôle de moteurs, les onduleurs, le chauffage par induction, les fours à micro-ondes, la robotique, etc...Donc, dans le premier chapitre, nous avons vu un rappel sur les transistors bipolaire dont nous avons parlé sur les différentes configurations de ce dernier. Ensuite, nous avons donné un détail sur le principe de fonctionnement ainsi que les classes d'amplification du transistor bipolaire. Nous avons vu dans le deuxième chapitre l'étude du transistor à effet de champ, son principe de fonctionnement et leurs caractéristiques. De plus, une comparaison entre le transistor bipolaire et celui à effet de champ puis une présentation des différents montages d'amplification ainsi que les applications des TECs ont été décrites. L'étude du transistor bipolaire à grille isolée a été discutée dans le troisième chapitre. Dans la première partie, nous avons donné un aperçu sur la définition et l'historique de l'IGBT. La présentation de l'architecture de l'IGBT à faible pertes et son principe de fonctionnement ont été présentés. Finalement, nous avons abordé les procédés technologiques de fabrication de l'IGBT, le comportement en température et également l'aire de sécurité.

Références bibliographiques

[1].BENAYAD.A,GUENDOZ.D : « Electronique générale ‘cours et exercice résolu’ », Office de Publication Universitaires, 2ème édition,5-2007).ISBN 996100947-9

[2].Brahim HARAUBIA, Electronique Générale, Office de Publication Universitaires,01-2006(ISBN 996100941.X).

[3] Michel Girard, Amplificateurs de puissance, Ediscience International, 1993, 435 p. (ISBN 2840740419 et 978-2840740414), p. 41 : « Avantage de la classe B »

[4] Michel Girard, Amplificateurs de puissance, Ediscience International, 1993, 435 p. (ISBN 2840740419 et 978-2840740414), p. 41 : « Avantage de la classe B » précédemment (1988) chez McGraw-Hill, ISBN 2-7042-1180-9

[5] Michel Girard, Amplificateurs de puissance, Ediscience International, 1993, 435 p. (ISBN 2840740419 et 978-2840740414), p. 83 : « Amplificateurs classe B (montage push-pull) »

[6] Douglas Self, afin de les distinguer de ceux pour lesquels la classe A couvre une part très importante de l'utilisation réelle. Audio Power Amplifier Design Handbook, Newnes, 2006 (ISBN 0750680725).

[7] Souad BELHOUR "Simulation du transistor à effet de champ a grille Schottky à l'arsenure de gallium MESFET GaAs " Mémoire de magister, Université de Constantine, 2007.

[8] W. SHOCKLEY "A unipolar field effect transistor ". Proc. Of the IRE, vol.40, pp.1365-1376, 1952.

[9] Y. Tajima, P.D. Miller, "Design of Broad Band Power GaAs FET Amplifiers," IEEE Trans. On MTT, vol 32, n°3, 1984.

[10] G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, and E. Playez, "A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit", IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol. 36, no. 7, pp. 1151-1159, July 1988

[11] « Principes d'électronique : Cours et exercices corrigés », A.P. Malvino, 7ème édition, 2008.

[12] J.C. BOUTONNET, R. BALDOCCM "Les automotrices régionales TER-2N" Revue générale des chemins de fer, nov. 1997, p. 11-26.

[13] H. BERG, E. WOLFGANG "Advanced IGBT modules for railway traction applications: Reliability testing." European Symposium on the Reliability of Electron Devices, Failures Physics and Analysis (ESREF),1998.

- [14] IGBTs Basics .Power Designers. ISBN 2454692104.
- [15] Infineon, www.infineon.com.
- [16] Fuji Semiconductor, www.fujisemiconductor.com.
- [17] Mitsubishi, www.mitsubishichips.com.
- [18] ABB, www.abb.fr.
- [19] Micro-semi, www.microsemi.com.
- [20] Pierre Lefranc, “Étude, conception et réalisation de circuits de commande d’IGBT de forte puissance”, Thèse de doctorat de l’Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, novembre 2005, n°2005-ISAL-0097.
- [21] B. J. BALIGA, M. S. ADLER, R. P. LOVE, P. V. GRAY, and M. D. ZOMMER “The insulated gate transistor, a new three-terminal- MOS-controlled bipolar Power device”, IEEE Trans. Electron Devices, vol. ED-31, pp. 821-828, 1984.
- [22]. J. P. RUSSEL and al. “The COMFET- A new high conductance MOS gated device” IEEE Electron Device Lett, vol EDL-4, pp.63-65, Mar. 1983.
- [23] Guillaume Bonnet : Approche distribuée des structures de type bipolaire adaptée à la conception des systèmes de l’électronique de puissance. Thèse de doctorat, Université Paul Sabatier, Toulouse, France, 2003.
- [24] J. P. Kaerst et K. F. Hoffmann : High speed complementary drive of a hybrid mosfet and igbt power switch. Dans Proceeding of the 11th European Conference on Power Electronics and Applications, 2005. 9 p.
- [25] K. F. Hoffmann et J. P. Karst : High frequency power switch – improved performance by mosfets and igbts connected in parallel. Dans Proceeding of the 11th European Conference on Power Electronics and Applications, 2005.11 p
- [26]. M. Roy, L. Gonthier et C. Anceau : The mbs (mos bidirectionnal switch) a new mos switch with reverse blocking voltage. Dans Proceedings of the 8th European Conference on Power Electronics and Applications, 1999.
- [27] Mémoire a fin année Thèse Présentée et soutenue publiquement le 20 avril 2007 pour l’obtention du Doctorat de l’Université Paul Sabatier Toulouse III Ecole doctorale GEET (spécialité génie électrique). Modélisation de différentes technologies de transistors bipolaires à grille isolée pour la simulation d’application en électronique de puissance. tel-00153597, version 1.
- [28] “Insulated Gate Bipolar Transistor Designer’s Manual” International Rectifier, 233 Kansas ST., EL SEGUNDO, California 90245, 1991.
- [29] M. G. Rouault, “Conception d’un composant de puissance à Grille isolée IGBT étude Statique et Dynamique” Thèse de doctorat d’Université, Ecole Centrale de Lyon, 1988.

[30] T. P. CHOW, B. J. BALIGA, and P V. GRAY “A Self-Aligned Short Process for Insulated-Gate Bipolar Transistors”, IEEE trans. on Electron Devices, Vol 39 No 6, pp 1317-1321, jun 1992.

[31] J-P. Dubuc, “Contribution à l’Etude du Phénomène de Latchup Induit par une impulsion Electrique ou de Rayons-X dans les Structures de Test CMOS” Thèse de doctorat d’Université, Université Montpellier II, 1994.

[32] R. Neale, “The lastest IGBTs set to seriously damage the health of GTOs” Electronic Engineering; pp 31-34, December 1995.