

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## Mémoire de Fin d'Etudes MASTER ACADEMIQUE

Domaine : **Sciences et Technologies**

Filière : **Electrotechnique**

Spécialité : **Electrotechnique industrielle**

*Présenté par*  
**TEMER Said**

### Thème

## *Contribution à la mise en équations d'une cellule de commutation à base d'un MOSFET*

*Mémoire soutenu publiquement le 27/09/ 2018 devant le jury composé de :*

**Mme Ferroudja BITAM ep MEGHERBI**

Professeur, U.M.M.T.O, President

**Mr Salah HADDAD**

Professeur, U.M.M.T.O., Examineur

**Mr Mohammed IMACHE**

Maître Assistant classe A, U.M.M.T.O, Examineur

**M<sup>elle</sup> Rahma Kachenoura**

Maître de conférences classe B, U.M.M.T.O, Encadreur

# Dédicaces

A mes parents, mes frères, mes sœurs, toute ma famille et mes amis.

# Remerciements

Au terme de ce travail, il nous est agréable d'adresser notre profonde reconnaissance et nos remerciements les plus sincères à :

Notre Encadreur Melle Rahma Kachenoura, maîtres de conférences classe B à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour nous avoir guidés tout au long de ce travail, nous lui sommes très reconnaissants pour sa disponibilité et pour son aide précieuse et pour ces conseils judicieux qu'il nous a prodigués.

Nous tenons a remercié vivement les membres de jury :

Mme Ferroudja BITAM ep MEGHARBI, Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour avoir accepté de présider le jury de ce travail.

Monsieur Mohammed IMACHE, maître Assistance classe A, à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour avoir accordé cette aimable faveur d'accepter à examiner ce travail.

Monsieur Salah HADDAD Professeur à l'Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour avoir accepté à examiner ce travail.

# **Sommaire**

Sommaire	2
Introduction générale	3
<b>Chapitre 1 : Généralité sur la commutation des convertisseurs et état de l'art</b>	
1.1 Introduction	4
1.2 La diode de puissance	5
1.3 Le transistor MOSFET de puissance	7
1.4 Le transistor MOSFET à super-jonction	8
1.5 Méthodes de calcul des pertes dans les semi-conducteurs	9
1.6 Commutation	11
1.6.1 Commutation sur charge inductive	11
1.6.2 Manœuvres de commutation	12
1.6.3 Commutation réelle et pertes	16
1.6.4 Circuits de commande	17
1.6.4.1 Commande en tension	17
1.6.4.2 Commande en courant	17
1.6.4.3 Commande mixte	17
1.6.4.4 Commande en tension avec plusieurs résistances de grille	18
1.6.5 Circuits d'aide à la commutation	18
a. Aide à l'enclenchement	18
b. Aide au déclenchement	20
1.6.6 Autres méthodes de réduction des pertes en commutation	20
1.7 Conclusion	20
<b>Chapitre 2 : Description des phénomènes de commutation d'un MOSFET</b>	
2.1 Introduction	21
2.2 Approche pour la modélisation du transistor à effet de champ MOSFET	21

---

2.2.1 Modélisation des effets capacitifs	22
2.2.2 Mise au blocage	24
2.3 Conclusion, formes d'ondes idéalisées	26
3.2.1 Fermeture du MOSFET	26
3.2.2 Ouverture du MOSFET	28
2.4 Conclusion	30

### **Chapitre 3 : Modèle mathématique**

3.1 Introduction	31
3.2 Analyse du circuit	32
3.2.1 Les équations génériques	34
3.3 Conclusion	40
Conclusion générale	41
Référence bibliographiques	42

# **Introduction générale**

L'objectif de ce mémoire est de développer un modèle mathématique que nous mettrons en œuvre pour comprendre au mieux les mécanismes intervenant dans la commutation. Le support de l'étude sera une cellule commutation à base d'une diode PIN et d'un MOSFET de puissance. Cette cellule sera la brique élémentaire pour la plupart des convertisseurs plus complexes.

Le but est de réaliser des simulations qui nous permettra de nous affranchir des imprécisions dues aux mesures, d'obtenir des valeurs très difficilement accessibles autrement (tension apparaissant réellement aux bornes des puces de silicium par exemple), et de faire varier aisément les paramètres intervenant au cours des phases de commutation (inductances et capacités parasite notamment). Ainsi cela nous apportera une meilleure compréhension de la commutation en nous permettant d'évaluer la sensibilité des formes d'ondes par rapport aux divers paramètres intervenant au cours de ces phases.

Cependant pour réaliser des simulations fiables et représentatives, les modèles de semi-conducteurs ne sont pas suffisants, il est essentiel de prendre en compte tout l'environnement des composants.

Ainsi pour mener à bien notre mémoire nous allons le structurer en trois chapitres.

Dans le premier chapitre nous allons présenter des généralités concernant les composants semi-conducteurs intervenant en électronique de puissance.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'illustration des phénomènes de commutation dans un transistor MOSFET.

Le troisième est sera consacré à la mise en équations d'une cellule de commutation en tenant compte des inductances parasite du câblage et des résistances de circuit de commande.

# **Chapitre 1**

**Généralité sur commutation des  
convertisseurs et état de l'art**

**1.1 Introduction :**

La conversion en électronique de puissance permet de transformer une source quelconque (de tension ou de courant, continue ou alternative, monophasée ou polyphasée) en une autre source quelconque avec un minimum de pertes.

L'élément clé de l'électronique de puissance est l'interrupteur qui permettra d'appliquer telle ou telle source sur la charge selon la méthode choisie, c'est un élément commandable que ce soit à la fermeture ou bien à l'ouverture ou bien les deux états à la fois. Il existe plusieurs sorte d'interrupteurs comme les diodes, les thyristors et les transistors (bipolaire, MOSFET, GTO, et IGBT...).

L'inconvénient majeur de ces composants est leurs pertes inacceptables dans la plupart des applications et dans ce premier chapitre, nous exposerons d'une manière générale les différentes pertes dues à la commutation et à la conduction dans le but de clarifier les problèmes rencontrés par les électrotechniciens.

La plupart des convertisseurs modernes sont constitués d'interrupteurs à base de composants à semi-conducteurs et d'éléments passifs (inductances, capacités, résistances....etc.).La nature des interrupteurs dépend de la fréquence de découpage, du type de la commutation (dure, ZVS, ZCS...), du courant et de la tension commutée. Les composants de puissances commandables sont apparus dans les années 1950 avec les premiers thyristors. Depuis, ils n'ont cessé d'évolué et ont donné naissance au MOSFET dans les années 1970 et à l'IGBT dans les années 80 qui a pris une importance énorme pour arriver à l'heure actuelle à concurrencer tout les autres composants de puissances bipolaires, MOSFET, GTO....

Il a un domaine d'application qui recouvre totalement celui des transistors bipolaires, partiellement celui des MOSFET et des GTO. La figure 1.1, montre cette classification

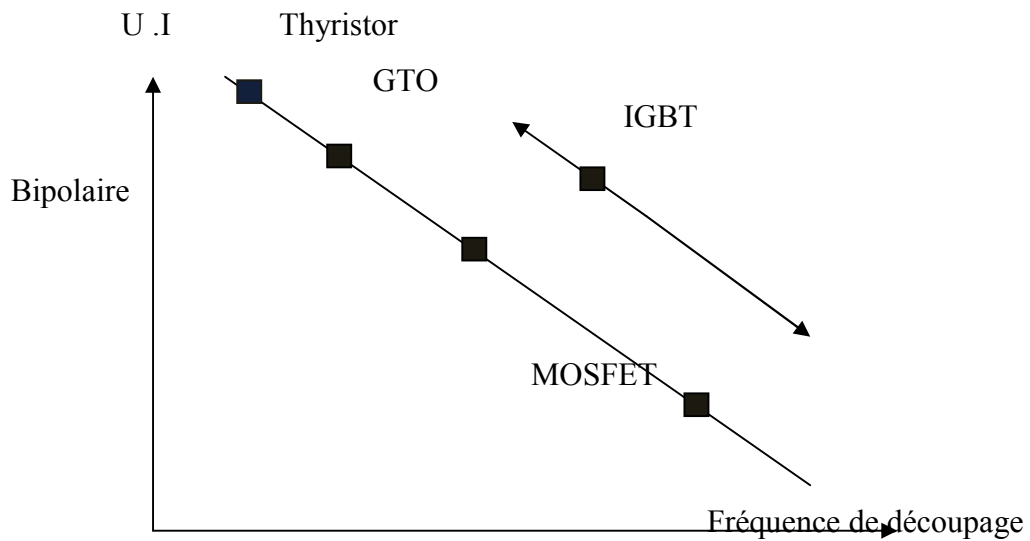


Figure 1.1 : Classification des composantes de puissance en fonction de la fréquence de découpage et le produit U.I des composants

**1.2 La diode de puissance :**

Une diode de puissance de type PIN est un barreau de silicium dopé N sur une face (les électrons sont les porteurs majoritaires et les trous sont les porteurs minoritaires) et P+ sur l'autre face (inversement, les électrons sont les porteurs minoritaires et les trous sont les porteurs majoritaires). Pour assurer le contact électrique, ce barreau est métallisé sur ces deux faces (cf. figure 1.2). De manière à tenir une tension importante à l'état bloqué, la couche inférieure est composée d'une région N- faiblement dopée et de forte épaisseur et d'une région N+.

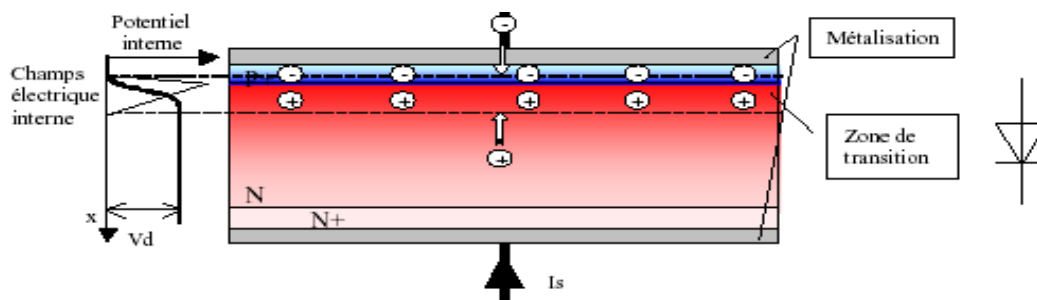


Figure 1.2 : Structure et génération de la diode PIN

A l'équilibre thermodynamique et sans polarisation externe, un phénomène particulier apparaît : dans la zone frontière entre les deux régions dopées N- et P+, toutes les charges libres négatives (électrons) se recombinent avec les charges positives (trous). Une zone de transition est créée. En dehors de cette zone, le silicium est inerte donc toute la tension  $V_D$  est appliquée sur cette zone et génère un champ électrique intense (quelque  $MV/mm$  ). Cette barrière de potentiel repousse les électrons vers la zone N et les trous vers la zone P+. En effet, le champ s'oppose à la diffusion des porteurs majoritaires et favorise celle des porteurs minoritaires. Nous avons donc un mouvement des porteurs minoritaires qui crée un courant de saturation  $I_S$  .

L'intensité de ce courant dépend de la température. Un point d'équilibre s'établit entre l'effet de la diffusion et celui du champ.

La valeur de  $V_D$  dépend du matériau et augmente avec le niveau de dopage. Pour le silicium, cette différence de potentiel interne avoisine les 0,9V.

Lorsqu'une polarisation directe est appliquée (tension positive), la barrière de potentiel (ou zone de charge d'espace) se réduit (cf. figure 1.3 a) favorisant le passage des électrons. Dans le cas d'une polarisation inverse (tension négative), la barrière de potentiel augmente et les électrons doivent franchir une barrière plus haute (cf. figure 1.3 b). Ces charges passent donc difficilement et créent un courant dit de fuite. Ce courant augmente de façon exponentielle avec la température.

La mise en conduction de cette diode consiste à appliquer une tension positive. La zone de charge d'espace se réduit dès que cette tension est légèrement positive (0,6V) et donc permet au courant de s'établir.

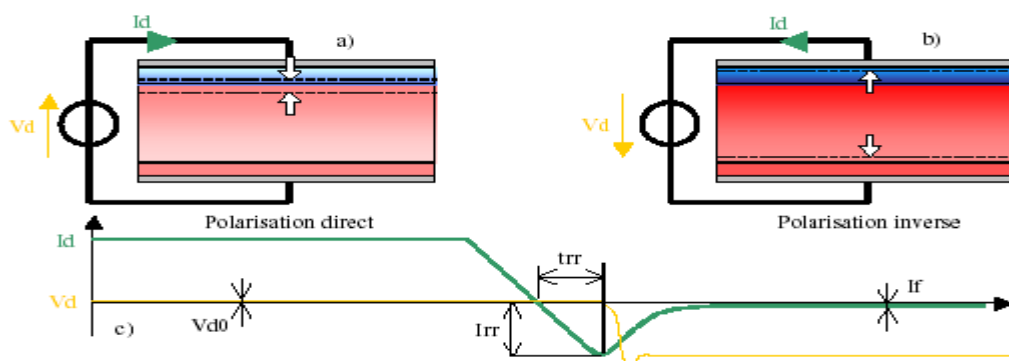


Figure 1.3 : Diode polarisée en directe (a), en inverse (b) et forme d'onde lors du blocage (c).

Le blocage se déroule en plusieurs étapes.

- Le courant décroît avec une vitesse imposée par le circuit extérieur
- Lorsque la concentration de porteurs dans la zone N devient nulle, la zone de charge d'espace se reconstitue et la tension augmente aux bornes de la diode (en valeur absolue).

Il en résulte un mouvement de charges qui doivent dépeupler cette zone. Ceci se traduit par un courant négatif ( $I_{rr}$ ), courant de déplacement, appliqué durant le temps  $t_{rr}$  nécessaire à l'évacuation de la quantité de charges présente dans N. Au bout de ce temps, la zone de charge d'espace peut s'agrandir dans la diode (cf. figure 1.3 c).

### 1.3 Le transistor MOSFET de puissance :

Les structures planaires conventionnelles ne peuvent pas bloquer de hautes tensions et une structure verticale est nécessaire (figure 1.2). Pour éviter que le champ électrique n'atteigne la limite critique physique du drain lorsque le transistor MOSFET de puissance doit bloquer une tension élevée, la couche épitaxiale doit avoir un dopage ND faible et une grande épaisseur. Comme la conductivité dépend du niveau de dopage,

$$n = p + N_D \cong N_D \quad \text{Et} \quad \sigma_n(x) = q\mu_n N_D \quad (1.1)$$

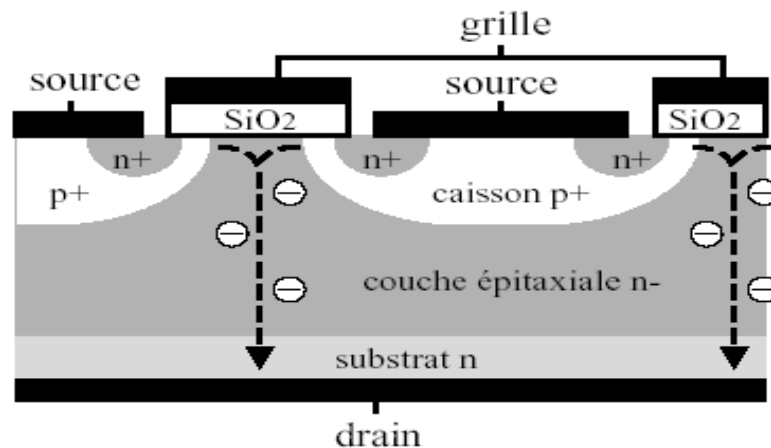


Figure 1.4 : Structure verticale d'un transistor MOSFET de puissance [1]

La résistance de la couche épitaxiale est grande et représente plus de 95% de la résistance à l'état passant  $R_{DS(on)}$  de l'élément. Le dopage du substrat peut être suffisamment élevé pour que sa résistance soit négligeable.

Dès lors la réduction des pertes en conduction est limitée par la tension de blocage désirée. On peut obtenir une résistance en conduction plus faible en augmentant le nombre de cellules en parallèle, pour un prix évidemment élevé inacceptable dans la plupart des applications industrielles. La dernière génération de transistors MOSFETs 800V a une résistance à l'état passant de  $R_{DS(on)} = 1\text{Ohm}$  pour un courant nominal de 10A. Avec un tel élément et en négligeant les pertes en commutation on peut atteindre un rendement de l'ordre de 97% dans les applications conventionnelles (220V ~).

#### 1.4 Le transistor MOSFET à super-jonction

Le concept de super-jonction (figure 1.5) propose une nouvelle approche pour diminuer la résistance de la couche épitaxiale n<sup>-</sup>. Comme dans un transistor MOSFET de puissance la conduction est uniquement assurée par les porteurs majoritaires. Le dopage de la zone de conduction peut être augmentée d'un ordre de grandeur au moins. La couche épitaxiale est toujours faiblement dopée pour assurer le blocage de tension.

Des bandes verticales dopées positivement sont ajoutées pour séparer les zones de blocage et de conduction. Ces bandes limitent la surface effective pour le courant d'électrons et ainsi augmentent localement les densités de courant. Toutefois la forte diminution de la résistivité dans cette zone permet de réduire globalement la chute de tension en conduction aux bornes de l'élément par rapport à la technologie MOSFET standard.

Quand le transistor est polarisé en inverse, un champ électrique latéral se forme et conduit les charges vers les zones de contact. La zone de déplétion évolue le long de la jonction physique Pn et englobe la totalité de la structure de bandes pour une tension bloquée supérieure à 50V. Le comportement se rapproche alors de celui observable dans les diodes pin.

Cette structure n'apporte aucun inconvénient par rapport aux performances dynamiques du transistor MOSFET, mais une forte diminution des pertes en conduction.

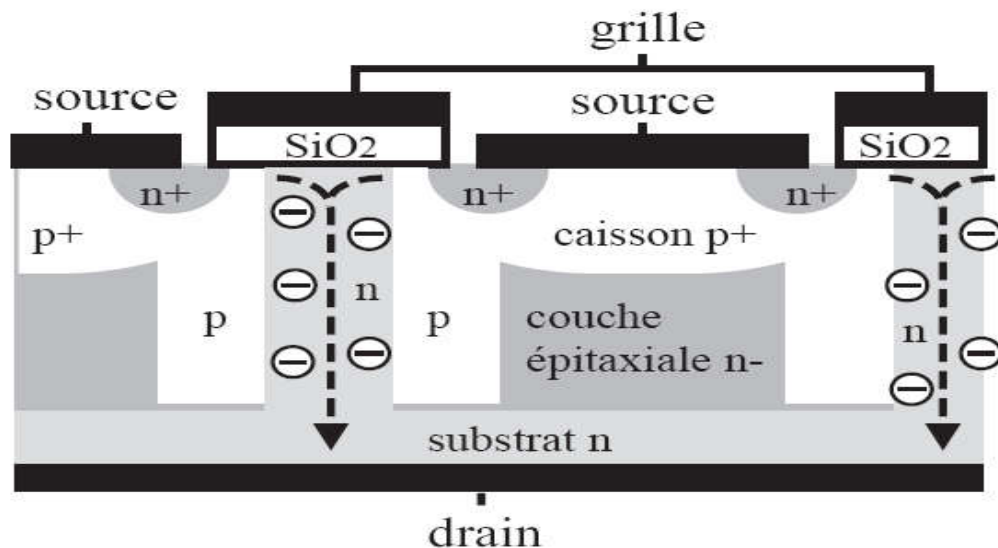


Figure 1.5 : Coupe verticale d'un transistor MOSFET de puissance à super-jonction

Un transistor MOSFET à super-jonction actuel de 800V montre une résistance à l'état passant  $R_{DS(on)} = 0.25\Omega$  pour un courant nominal de 10A. En négligeant les pertes en commutation, l'élément permet d'attendre un rendement de l'ordre de 99% dans les applications conventionnelles (220V ~).

L'inconvénient majeur de cette structure est la complexité de réalisation des bandes verticales. La croissance épitaxiale doit être interrompue plusieurs fois pour permettre l'implantation des couches supplémentaires p et n.

Un optimum doit être trouvé entre le coût du nombre d'interruptions et la linéarité du profil vertical.

Le principe de super-jonction, validé et commercialisé pour le moment uniquement en transistor MOSFET, peut également être utilisé pour un transistor IGBT, dénommé alors transistor bipolaire à super-jonction (SJBT).

### 1.5 Méthodes de calcul des pertes dans les semi-conducteurs

Avant la réalisation d'un ou plusieurs composants, il est indispensable de vérifier son fonctionnement. Il existe actuellement plusieurs méthodes numériques de calcul qui sont basées sur la résolution itérative d'un ensemble d'équations différentielles ou non. De nombreuses méthodes sont disponibles, selon la complexité des équations à traiter, comme la méthode de Newton Raphson, l'algorithme de Jacobi, la méthode d'Euler et toutes autres

méthodes développées spécialement pour la résolution d'équations différentielles non linéaire. On s'appuie aussi sur des modèles numériques qui donnent d'excellent résultats mais leur temps de calcul élevée pose un réel problème pour les constructeurs. Il existe des modèles mathématiques et semi mathématiques qui sont basés sur l'analyse de la physique des semi-conducteurs ; des modèles comportementaux réalisés à partir d'éléments simples tels que résistance, source et capacité et des modèles numériques et semi numériques basé sur le dopage et la simulation en utilisant les lois de la physique des semi-conducteurs [2,3]

Le calcul du rendement est très important en électronique de puissance puisque les pertes sont facilement élevées lorsque l'on véhicule des quantités importantes d'énergie. On distingue les pertes en conduction et les pertes en commutation. Les pertes en conduction viennent du fait que les transistors et les diodes dissipent une certaine puissance lorsqu'un courant les traverse.

$$P_{cond} = (V_{cond} + U_j(1-D))I_{avg} \quad (1.2)$$

Les pertes en commutation (section 1.2.3) sont liées au changement d'état des interrupteurs. En général les données des constructeurs spécifient l'énergie dissipée pendant une commutation forcée sous certaines conditions de courant et de tension. On peut les adapter à une utilisation spécifique par des simples règles de proportionnalité: si la résistance de grille (commutation plus lente) double, ou si le courant moyen double ou encore si la tension double, les pertes doublent. On calcule finalement les pertes en tenant compte du nombre de commutations par seconde.

$$P_{comm} = (E_{on} + E_{off})f_c \quad (1.3)$$

A cause des pertes dans le circuit, la puissance disponible à la sortie du convertisseur  $P_{out}$  est plus faible que la puissance soutirée à la source d'entrée  $P_{in}$ . On peut alors calculer le rendement  $\eta$  d'un convertisseur.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - (P_{cond} + P_{comm})}{P_{in}} \leq 1 \quad (1.4)$$

La fréquence que peut supporter un composant dépend de la puissance qu'il peut dissiper et non pas de la vitesse à laquelle il peut commuter. Il est donc très important de pouvoir estimer correctement les pertes pour le dimensionnement des transistors. Ces pertes sont fortement dépendantes du phénomène de commutation qui sera présenté succinctement dans le paragraphe suivant.

## 1.6 Commutation :

On associe à l'interrupteur la notion de commutation, représentant les mécanismes transitoires de passage entre les états d'enclenchement et de déclenchement [1]

### 1.6.1 Commutation sur charge inductive :

La commutation d'une cellule sur charge inductive peut être analysée au travers du montage abaisseur représenté à la figure 1.6. On ne s'occupe que du fonctionnement de la source de courant (inductance  $L$ ) nécessaire pour relier les deux sources de tension entre elles.

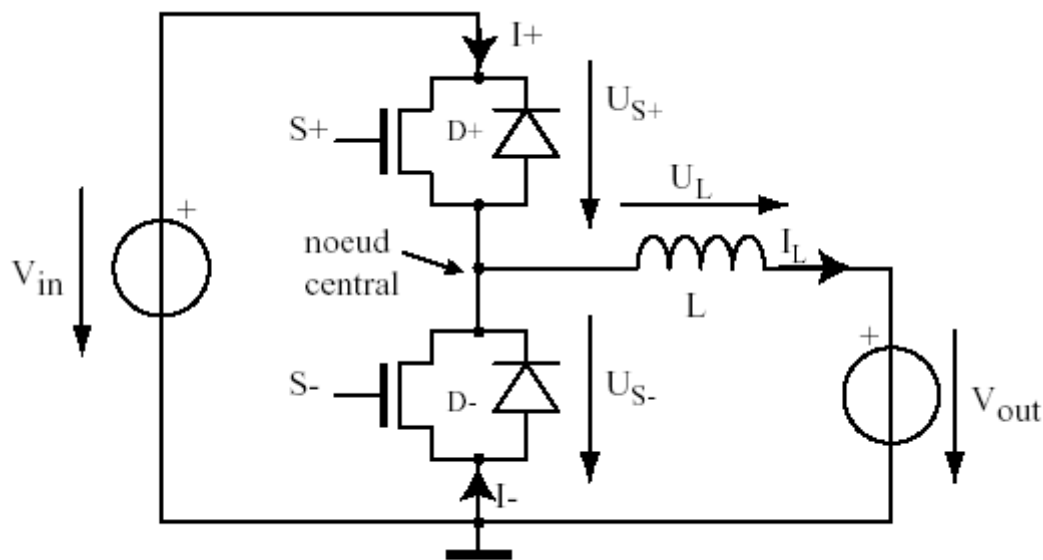


Figure 1.6 : cellule de commutation sur charge inductive

Les conditions électriques découlant de la structure utilisée sont les suivantes:

1.  $V_{in} \geq -2U_j$  à cause des diodes  $D_+$  et  $D_-$  en série avec la source d'entrée.
2.  $V_{out} \leq V_{in} + U_j$  pour qu'un régime stationnaire avec un courant constant dans l'inductance soit possible.
3.  $-U_j \leq U_{s-} \leq V_{in} + U_j$  à cause des diodes  $D_+$  et  $D_-$ . Le potentiel sur le noeud central  $U_S$  dépend de l'état de conduction des transistors et des diodes.
4.  $V_{in} = U_{s+} + U_{s-}$  Lemme de Kirchhoff sur la maille de gauche.
5.  $U_{s-} = V_{out} + L \frac{dI_l}{dt}$  Lemme de Kirchhoff sur la maille de droite.
6.  $I_l = I_+ + I_-$  Lemme de Kirchhoff sur le noeud central.

### 1.6.2 Manœuvres de commutation :

On différencie les commutations douces et dures selon les conditions initiales de courant dans l'inductance. L'ensemble des possibilités est résumé sur la figure 1.7. Si le courant dans l'inductance varie entre deux commutations selon la tension appliquée (équation caractéristique de l'inductance  $U_l = L dI_l / dt$ ), il ne varie pas pendant la commutation ( $dt$  trop petit pour que la variation du courant soit significative). Le transistor  $S_-$  reste constamment déclenché.

- **temps < T1**: Aucun courant ne circule dans l'inductance. Tous les transistors et diodes sont bloqués. Sans variation de courant, il ne peut pas y avoir de chute de tension sur l'inductance et le potentiel sur le noeud central est égal au potentiel de la tension de sortie.

- **temps = T1**: Enclenchement de  $S_+$ . On établit un court-circuit entre la tension d'alimentation  $V_{in}$  et le noeud central. Au niveau de la commutation il n'existe aucun chemin pour un éventuel courant  $I_+$  positif ( $S_+$  et  $D_-$  bloqués, pas de variation de courant possible dans l'inductance). La tension aux bornes de  $S_+$  doit donc forcément s'annuler et le potentiel du noeud central rejoint la tension d'alimentation.

- **T1<temps<T2:** L'interrupteur  $S_+$  est maintenu dans un état enclenché. La tension à ses bornes reste très faible et on applique une tension  $U_l$  positive sur l'inductance. Le courant augmente alors selon l'équation caractéristique de l'inductance.

$$\frac{dI_l}{dt} = \frac{\Delta I_l}{\Delta t} = \frac{U_l}{L} = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} > 0 \quad (1.5)$$

Théoriquement, et sans considérer la présence d'éléments résistifs, le courant peut augmenter indéfiniment si l'on n'applique pas d'ordre de déclenchement à l'interrupteur  $S_+$ .

- **temps=T2:** On donne alors une ordre de déclenchement à l'interrupteur

$S_+$  Et le courant  $I_+$  chute instantanément. L'inductance cherche alors à appliquer une tension

$$U_l = L \frac{\Delta I_l}{\Delta t} = L \frac{-I_l}{0} = -\infty \quad (1.6)$$

selon son équation caractéristique. Le potentiel du noeud intermédiaire a donc tendance à chuter très rapidement. Lorsqu'il atteint un niveau négatif de  $-U_j$  la diode  $D_-$  peut instantanément conduire le courant  $I_l$  circulant dans l'inductance et un nouvel état stable est atteint. On parle d'amorçage spontané de la diode. La tension sur l'inductance  $U_l$  n'ayant pas atteint de valeur infiniment négative, le courant n'a pas pu décroître dans l'inductance pendant la commutation.

- **T2<temps<T3:** Tant qu'un courant circule dans la diode, le potentiel du noeud central doit rester à  $-U_j$ . On applique alors une tension négative  $U_l = -V_{out} - U_j$  sur l'inductance et le courant diminue selon l'équation caractéristique de l'inductance.

$$\frac{dI_l}{dt} = \frac{\Delta I_l}{\Delta t} = \frac{U_l}{L} = \frac{-V_{out} - V_j}{L} < 0 \quad (1.7)$$

Le courant peut décroître indéfiniment (également dans les valeurs négatives si  $S_-$  est enclenché) tant qu'un chemin est possible ou que l'on ne modifie pas le circuit par un ordre sur un interrupteur.

- **temps=T3:** On enclenche à nouveau l'interrupteur  $S_+$ , dont le courant  $S_+$  augmente très rapidement (court-circuit sur le noeud central à  $-U_j$ ). Le courant  $I_l$  ne pouvant pas varier le courant chute également rapidement dans la diode  $D_-$ . Lorsque le courant  $I_+$  a atteint la valeur  $I_l$  circulant dans l'inductance le courant dans la diode  $D_-$  est nul et elle peut bloquer. Le potentiel du noeud central peut alors rejoindre celui de l'alimentation pour annuler la tension  $U_{s+}$ .

- **T3<temps<T4:** Comportement identique à celui de T1<temps<T2.

- **temps=T4:** Commutation identique à celle de temps=T2.

- **T4<temps<T5:** Comportement identique à celui de T2<temps<T3.

- **temps=T5:** Blocage naturel de la diode  $D_-$ . Lorsque le courant s'annule dans la diode il n'existe plus de chemin pour un courant négatif dans l'inductance. Le potentiel sur le noeud central devient flottant et peut donc remonter à  $V_{out}$ , condition nécessaire pour un courant constant nul dans l'inductance. On remarquera que si l'interrupteur  $S_+$  est enclenché au moment du passage par zéro du courant dans l'inductance, le potentiel du noeud intermédiaire est maintenu à la masse du circuit et le courant doit continuer à décroître (dans les valeurs négatives) dans l'inductance.

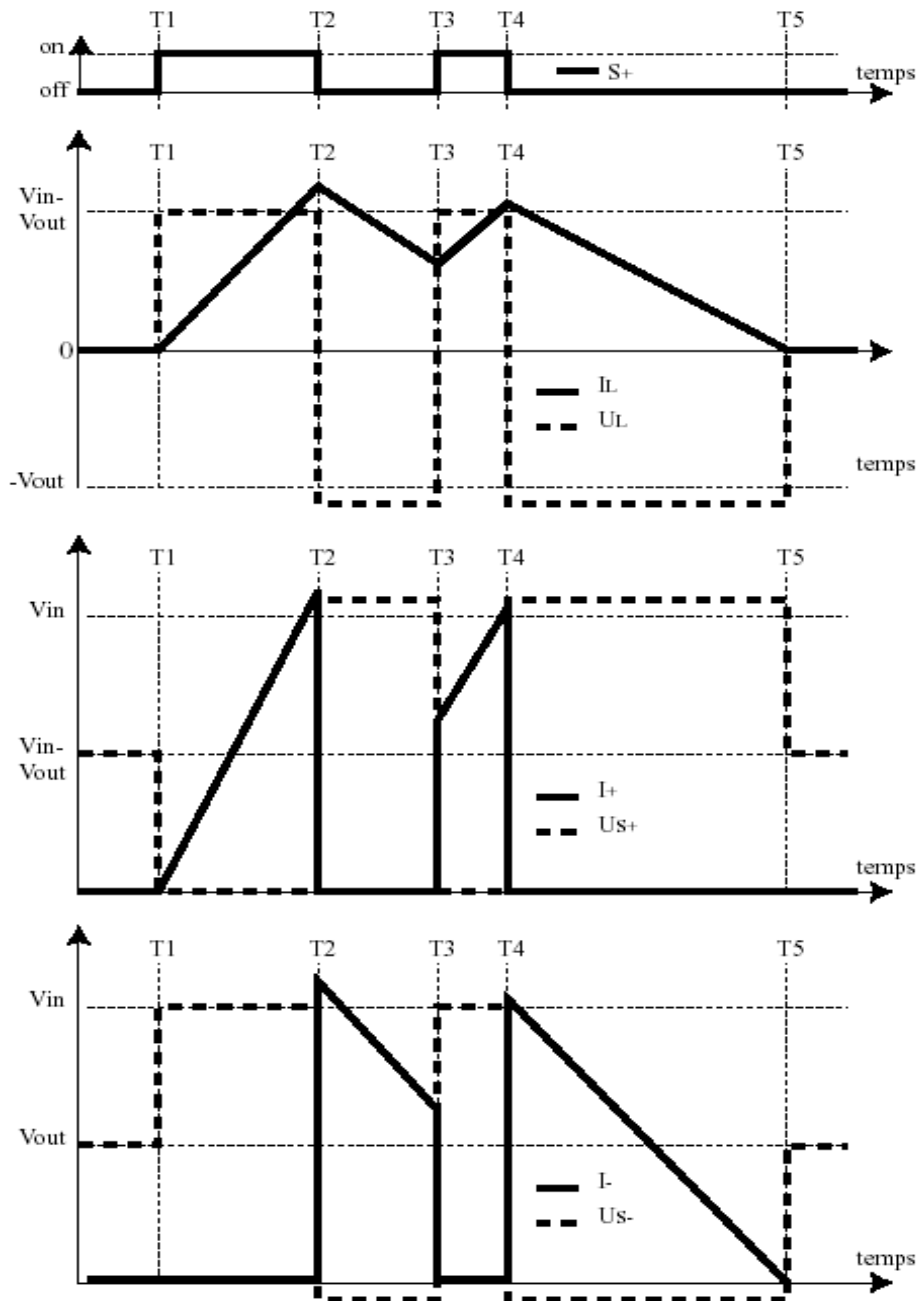


Figure 1.7 : différentes commutations possibles

Toutes les commutations sont dites dures sur l'interrupteur (déclenchements forcés pour un thyristor) et spontanées pour la diode, sauf au temps T1 où l'enclenchement se fait à courant nul.

L'analyse est similaire si seul l'interrupteur  $S_-$  est commandé, mais avec des valeurs négatives de courant.

1.6.3 Commutation réelle et pertes :

Lorsque l'on étudie le fonctionnement d'un convertisseur on considère les phénomènes d'ouverture et de fermeture des interrupteurs comme quasi instantanés. Pour l'enclenchement cela revient à dire que la tension chute immédiatement à sa valeur de conduction (proche de zéro) et que le courant atteint immédiatement dans l'interrupteur la valeur du courant circulant au même moment dans l'inductance principale du circuit (figure 1.8)

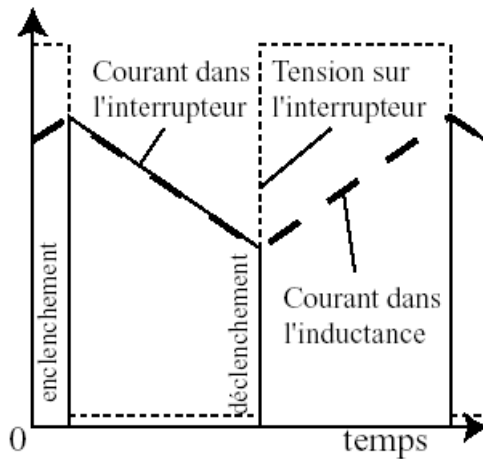


Figure 1.8 : commutation idéale

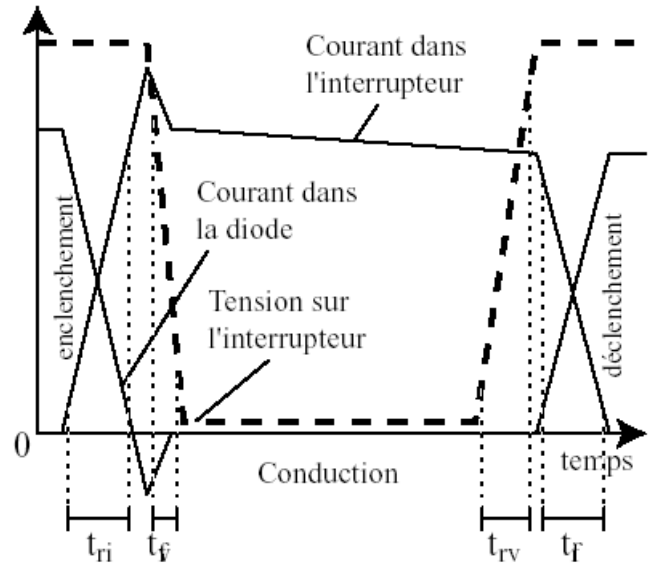


Figure 1.9 : commutation réelle

Pour les interrupteurs réels, la transition de l'état enclenché à l'état déclenché ne peut se faire sans transiter par une caractéristique linéaire. Le taux de variation du courant dans l'interrupteur lors de l'enclenchement  $di/dt$  dépend de la technologie utilisée et est proportionnel à la résistance de grille associée au driver. La tension appliquée aux bornes de l'interrupteur ne peut pas décroître tant que toutes les charges n'ont pas été évacuées de la diode de roue-libre. Suit une décroissance de la tension dépendant de la technologie utilisée pour la diode. Cette succession d'étapes (figure 1.9) introduit des pertes en commutation qui peuvent être très élevées à haute fréquence. On définit le temps de montée du courant comme le temps nécessaire au courant pour passer de 10% à 90% de sa valeur en régime établi après les phénomènes de recouvrement. Le temps de descente de la tension  $t_{fv}$  est défini comme le temps nécessaire pour que la tension sur l'interrupteur passe de 90% à 10% de sa valeur avant la commutation. De manière similaire lors du déclenchement, la tension ne peut pas varier

instantanément sur le composant à cause des capacités parasites, et le courant ne peut pas circuler dans la diode de roue-libre tant que l'interrupteur n'assume pas la pleine tension ( $V_{diode} = U_j$ ). On introduit pour le déclenchement les temps de montée de la tension  $t_{fv}$  et de descente du courant  $t_{fi}$ , définis entre 10% et 90% des valeurs nominales. Les constructeurs indiquent également l'énergie dissipée pendant un enclenchement  $E_{on}$  et l'énergie dissipée pendant un déclenchement  $E_{OFF}$  pour un point de fonctionnement donné (courant et tension nominaux, résistance de grille, température).

#### **1.6.4 Circuits de commande :**

Dans cette partie, on s'intéressera au transistor MOSFET car c'est le composant qui envahit le marché industriel actuellement et le but principal de la commande est de faire commuter le MOSFET [13]

##### **1.6.4.1 Commande en tension :**

La commande en tension consiste à faire commuter le MOSFET avec une source de tension commutable (deux états stables) et une (ou deux) résistance(s) de grille.

##### **1.6.4.2 Commande en courant :**

La commande en courant consiste à faire commuter le MOSFET avec une source de courant. La source doit pouvoir fournir un courant positif et négatif avec une tension aussi bien positive que négative (source quatre quadrants).

##### **1.6.4.3 Commande mixte :**

La commande par générateur de courant pose quelques problèmes de consommation lors des régimes permanents sur la tension de grille du MOSFET. Ce problème peut être contourné en associant des générateurs de courant pour les phases transitoires et des générateurs de tension pour les régimes permanents.

Nous venons de citer les trois commandes avec lesquelles on peut commuter le MOSFET (commande en tension, en courant et mixte). La commande en tension est la plus simple à mettre en œuvre dans la conception de circuits de commande à utilisation industrielle. En effet, la commande en courant nécessite de dissiper une puissance importante ou de gérer un système d'interrupteurs qui augmente la complexité de commande.

#### **1.6.4.4 Commande en tension avec plusieurs résistances de grille :**

Pour maîtriser indépendamment les vitesses de variation de  $V_{ce}$  et  $I_C$  sur un MOSFET sur charge inductive et avec une commande de grille en tension, une des méthodes consiste à utiliser plusieurs résistances de grille que l'on connecte en fonction de l'état de commutation du MOSFET.

Cette solution permet d'améliorer les pertes à la mise en conduction de l'ordre de 20% par rapport à une commande avec une seule résistance de grille, mais elle nécessite une mise en œuvre importante. Il faut détecter le début et la fin de la commutation en courant de la diode.

#### **1.5.5 Circuits d'aide à la commutation :**

Pour commuter à des fréquences élevées, il est nécessaire de diminuer les pertes en commutation des composants. On sépare les phases d'enclenchement et de déclenchement qui utilisent des circuits différents, bien que le principe de fonctionnement soit le même. De tels circuits sont appelés circuits d'aide à la commutation (CALC) ou snubbers. On notera que le CALC ne diminue pas les pertes globales du système mais seulement celles de l'élément de commutation.

##### **a .Aide à l'enclenchement**

Une simple inductance en série avec le transistor permet de nettement diminuer les pertes en commutation. On rappelle que le  $di/dt$  dans le composant lors de l'enclenchement dépend essentiellement de sa résistance de grille et peut être adapté par l'utilisateur. On choisit alors une inductance très petite par rapport à l'inductance principale du circuit, faisant

apparaître à ses bornes lors des variations rapides de courant une tension suffisante pour que la tension subsistant aux bornes de l'interrupteur soit quasiment nulle (figure 1.10).

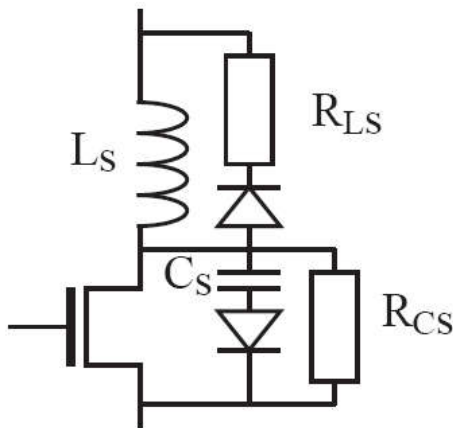


Figure 1.10 : circuit d'aide à la Commutation

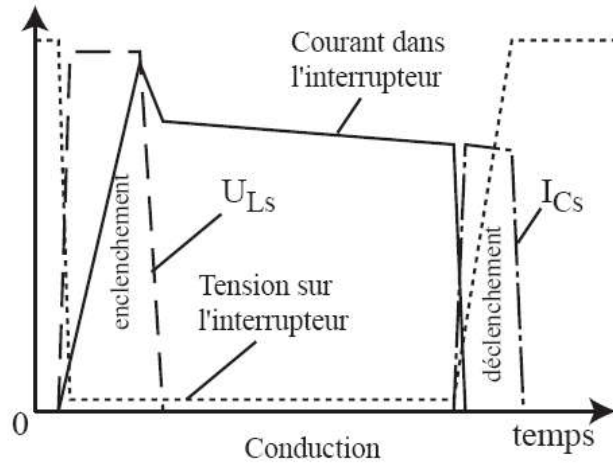


Figure 1.11 : commutation avec CALC

Cette inductance ne doit évidemment apporter qu'une chute de tension négligeable par rapport aux variations lentes de courant dans l'inductance principale. On choisit de manière optimale  $di/dt$  étant défini par le composant utilisé.

$$L = \frac{V_{in}}{di/dt} \quad (1.8)$$

Un tel dimensionnement a pour effet de doubler la tension appliquée sur le composant pendant le déclenchement. Une diode doit être ajoutée en antiparallèle sur l'inductance pour éviter un claquage de l'élément semi-conducteur (figure 1.10). Une résistance  $R_{LS}$  est souvent nécessaire pour accélérer la dissipation de l'énergie contenue dans  $L_S$ .

**b- Aide au déclenchement**

Le circuit d'aide au déclenchement est dual de celui d'aide à l'enclenchement. Il s'agit cette fois de profiter du  $du/dt$  sur le composant pour faire transiter le courant dans une capacité externe (figure 1.10) et non pas dans le composant semi-conducteur (figure 1.11). Une diode et une résistance sont également nécessaires pour éviter d'avoir un courant élevé dans le transistor lors de l'enclenchement.

### 1.6.5 Autres méthodes de réduction des pertes en commutation :

Les circuits d'aide à la commutation présentés précédemment réduisent les pertes pour l'élément qui commute en les reportant sur un composant externe résistif. Il n'y a donc pas de gain sur le rendement total du circuit. D'autres méthodes plus élaborées permettent de réduire effectivement les pertes globales en évitant les pertes en commutation dans les transistors. On a d'une part les méthodes utilisant un circuit auxiliaire pour adoucir la commutation. **S. Salama** propose par exemple deux méthodes basées sur l'activation de circuits auxiliaires oscillants pour forcer une tension nulle sur les transistors lors de leur commutation (ZVS). Il a tout d'abord proposé un système à deux transistors permettant de réduire les pertes à l'enclenchement et au déclenchement. Les pertes en commutation dure étant souvent plus importantes à l'enclenchement qu'au déclenchement, il a ensuite développé une structure utilisant un seul transistor auxiliaire pour ne limiter que les pertes à l'enclenchement. On trouve également de nombreuses méthodes basées sur des résonances dans le flux de puissance à proprement dit. Le circuit est alors basé sur des commutations à courant nul (ZCS). Les transistors ne seront enclenchés que lorsqu'aucun courant ne circule dans les diodes de roue-libre.

### 1.7 Conclusion :

On a vu dans ce premier chapitre un ensemble de connaissances de bases nécessaire à la compréhension de la suite de notre travail. Des notions liées à la commutation et à l'énergie dissipée à l'enclenchement et au déclenchement causée par le recouvrement des composants utilisés et on a cité aussi les différentes commandes de MOSFET ainsi que quelques méthodes adoptés pour la réduction de ces pertes. On s'intéressera dans le chapitre 2 au type des semi-conducteurs pour les quels notre mémoire est basé.

## **Chapitre 2**

# **Description des phénomènes de commutation d'un MOSFET**

## 2.1 Introduction

La commande du transistor MOS a un effet capacitif (elle est équivalente à un condensateur) qui limite la vitesse de montée de la tension de commande. Donc le transistor ne fonctionne pas de manière optimale pendant la montée, et il chauffe. Pour une meilleure connaissance de ces temps de monte et de descente lors des commutations, il est nécessaire de connaître l'évolution de ces capacités équivalentes inter électrodes.

## 2.2 Approche pour la modélisation du transistor à effet de champ MOSFET :

L'utilisation de la cellule de commutation est une approche puissante d'analyse permettant de dégager autour d'une commutation, les acteurs principaux. Initialement appliquée à la seule étude du fonctionnement global des convertisseurs, cette approche peut également trouver son application dans l'étude plus fine des phénomènes de commutation, éléments importants dans la démarche de calcul des pertes, à condition de bien représenter tout l'environnement des semi-conducteurs. Ainsi, le rajout de deux inductances parasites à savoir  $L_c$  et  $L_g$ , comme représenté par la figure.2.1. Notre cellule se compose alors de deux boucles : la maille de puissance et le circuit de grille. Deux inductances couplées sont suffisantes pour rendre compte de tous les phénomènes [5,6].

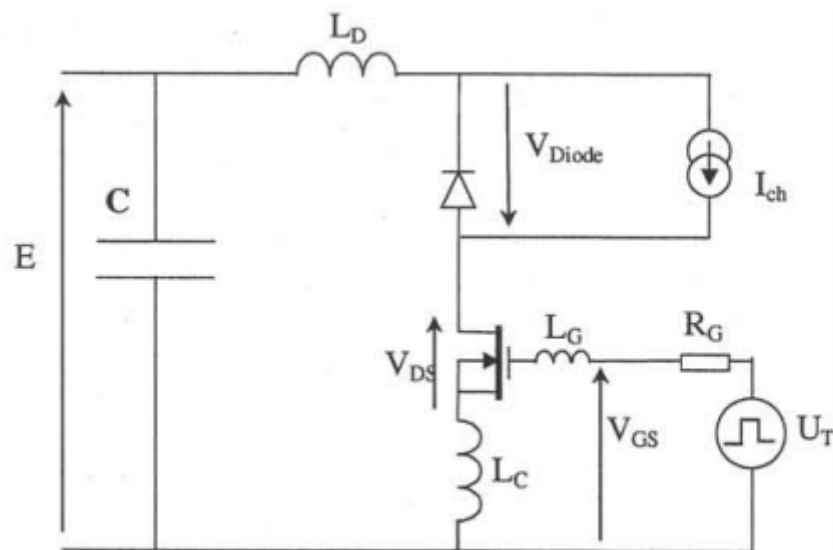


Figure 2.1 : Cellule de commutation

### 2.2.1 Modélisation des effets capacitifs

Les capacités de Mosfet sont des éléments déterminants pour le modèle dynamique du comportement électrique du transistor Mosfet de puissance. Les capacités inter-électrodes du Mosfet sont pratiquement indépendantes de la température [7,8] mais elles sont fortement liées à la variation des tensions (drain-source) et (grille-source).

D'une façon générale, l'équation d'un courant traversant une capacité est la suivante [7]:

$$i(t) = \frac{dQ_c(t)}{dt} \quad (2.1)$$

$Q_c(t)$  : représente les charges électriques emmagasinées dans la capacité, qui est en réalité fonction de la tension appliquée à ses bornes.

L'expression de  $C(t)$  est la suivante :

$$C(t) = \frac{dQ_c(t)}{dv(t)} \quad (2.2)$$

Ou

$C(t)$  : est la capacité en Farad

$v(t)$  : est la tension en Volts

Alors l'expression (2.2) s'écrit :

$$i(t) = \frac{dQ_c(t)}{dv(t)} \frac{dv(t)}{dt} = c(t) \frac{dv(t)}{dt} = c(v(t)) \frac{dv(t)}{dt} \quad (2.3)$$

Le comportement du Mosfet lors de ces commutations est particulièrement basé sur la charge et la décharge de ses capacités parasites.

Les capacités citées ci-dessus, sont données en fonction de la tension drain-source. Les trois mesures des capacités  $C_{iss}$ ,  $C_{oss}$  et  $C_{res}$  sont données sur la figure 2.2 pour une fréquence de mesure et une tension  $V_{gs}$  spécifiés. Les valeurs ainsi définies ont une grande importance puisqu'elles conditionnent la rapidité en commutation du Mosfet.

Les capacités du transistor sont généralement mesurées sous des conditions spécifiques. Du point de vue de la physique du semi-conducteur, les différentes charges à l'intérieur du composant provoquant ces effets capacitifs sont souvent modélisés par des fonctions hyperboliques. Pour cette raison nous optons pour une interpolation sous forme d'une somme de deux exponentielles en fonction de la tension (drain-source), données par l'expression (2.4). Leur allure après interpolation en fonction de la tension (drain-source) est représentée sur la figure 2.2.

Pour ce qui est de la variation en fonction de la tension (grille-source), les constructeurs à l'heure actuelle ne la donnent pas, donc elle ne sera pas prise en compte dans ce qui va suivre.

$$f(v_{ds}) = ae^{bv_{ds}} + ce^{dv_{ds}} \quad (2.4)$$

Les coefficients (a, b, c, et d) sont obtenus par interpolation une fois que le choix du transistor à utiliser est effectué, grâce à un dimensionnement approximatif du convertisseur dans lequel la cellule de commutation en question est insérée.

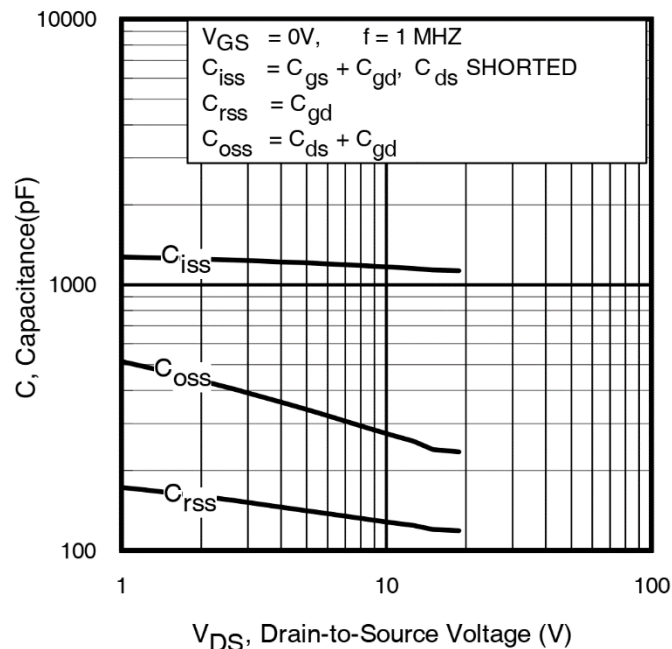


Figure 2.2: Allure typique de l'évolution des capacités en fonction de la tension  $V_{ds}$

$C_{iss}$ : capacité d'entrée ; vue entre grille et source quand drain et source sont dynamiquement connectés.

$C_{oss}$ : capacité de sortie ; vue entre drain et source quand grille et source sont dynamiquement connectés.

$C_{res}$  : capacité miller ; capacité entre grille et drain.

### 2.2.2 Mise au blocage

Le transistor Mosfet étant un dispositif mixte lors de sa fermeture, il souffre des lenteurs des composants bipolaires dues à la recombinaison et à l'évacuation des charges [8, 9, 10,11], donc deux phénomènes interagissent (voir figure 2.4). Le courant de Mosfet est contrôlé par la tension de la grille du MOSFET tant que la jonction grille-drain tient en inverse. Le maintien de cette condition permet au Mosfet d'avoir un comportement en commutation supérieur à celui du transistor bipolaire. Les charges stockées dans la base provoquent une traînée dans la forme d'onde du courant du mosfet en fermeture. En effet pour arrêter la conduction, la grille est connectée à la masse, ce qui entraîne le blocage rapide du MOSFET,

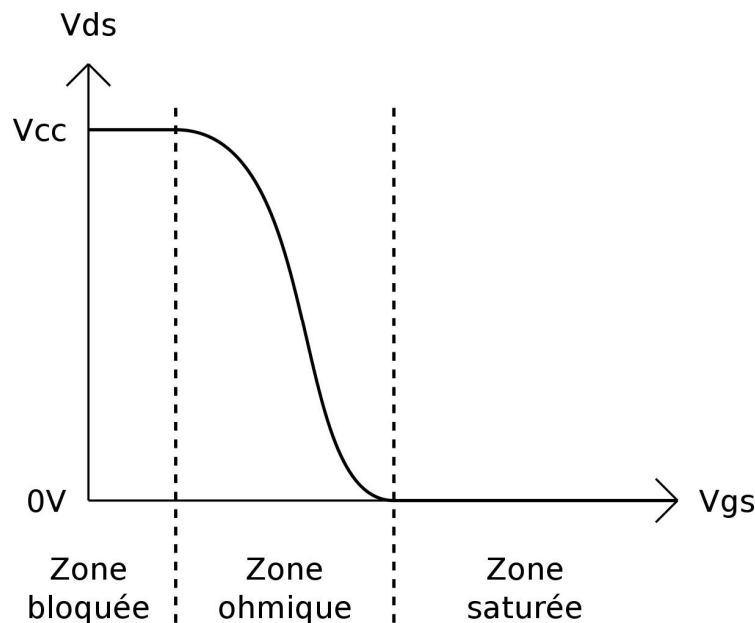


Figure.2.4 : Illustration typique de la commutation lors de l'ouverture d'un Mosfet

Ainsi, lors de la commutation d'un transistor MOSFET, d'une façon générale, on peut distinguer deux principales phases de commutation.

1. La phase de commutation en tension,
2. La phase de commutation en courant,

Le fonctionnement du Mosfet de puissance durant les commutations est fortement dépendant de la charge et la décharge de ses capacités parasites. Du fait que ces derniers sont-elles même dépendantes des tensions inter-électrodes, donc les équations régissant ces phénomènes sont complexes, non linéaire est très couplées.

Ce qui nous amène à considérer le schéma équivalent présenté sur la figure 2.5 durant les phases de commutation:

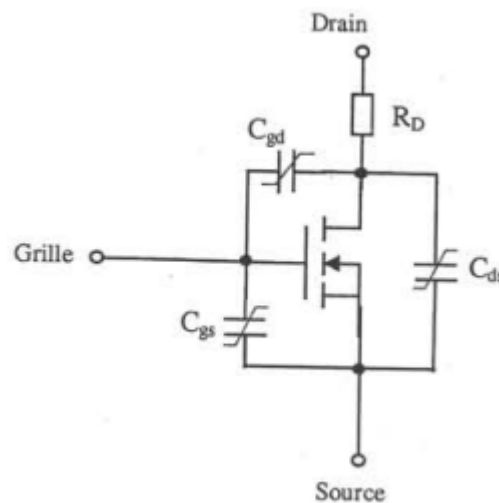


Figure 2.5 : Schéma équivalent du transistor Mosfet avec ses éléments parasites [13]

Ainsi, lors de la commutation le schéma équivalent de la figure 2.5 se décompose comme indiquée sur la figure 2.6.

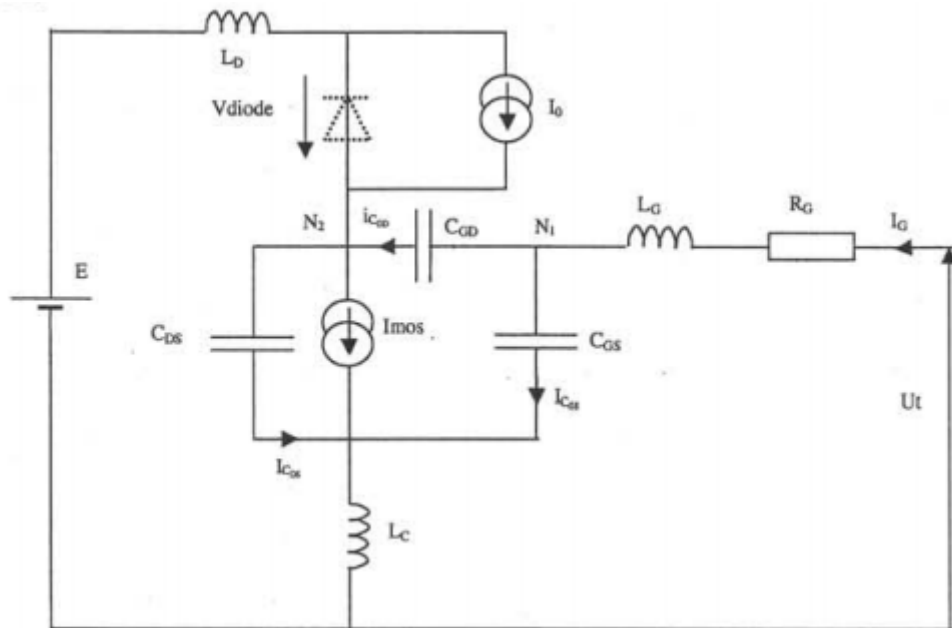


Figure 2.6 : Schéma équivalent durant la phase de commutation [12]

Pour éviter une modélisation abusive qui nous conduira à des cas qui n'existent pas d'un point de vue électrique, cette approche généraliste a donc été complétée par une approche basée sur la physique du composant.

L'idée est de modéliser le système représenté sur la figure 2.6 en utilisant une analyse de type circuit et établir ainsi un système d'état. L'approche physique de la commutation nous permettra l'initialisation des variables d'état en respectant l'ordre chronologique des événements.

## 2.3 Conclusion, formes d'ondes idéalisées.

### 2.3.1 Fermeture du MOSFET.

A partir de l'observation de l'ensemble des courbes précédentes, nous définissons des formes d'ondes idéalisées qui serviront de base à nos analyses.

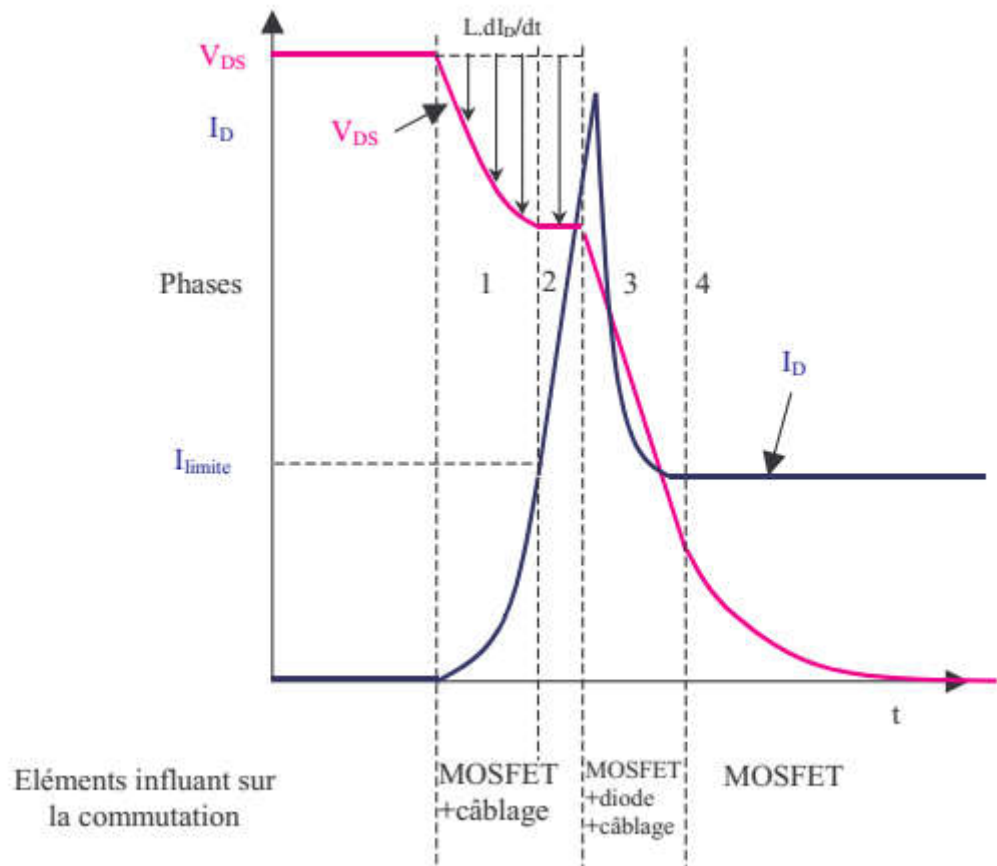


Figure 2.7: Commutation à la fermeture (formes d'ondes idéalisées) [12,13]

Notons que nous avons décomposé la fermeture en 4 phases.

➤ Phase « 1 »

Le courant  $I_D$  est modélisé par une parabole. Cette phase se termine quand le courant atteint une valeur que nous avons

noté  $I_{limite}$ . A la fin de cette phase la pente du courant atteint sa valeur maximum que nous noterons  $(di_{on}/dt)_{max}$ . L'étude détaillée de l'évolution de cette valeur en fonction des inductances et de la résistance de grille.

➤ Phase « 2 »

Le courant augmente de manière linéaire avec la pente atteinte à la fin de la phase précédente. Cela se traduit par une chute de tension inductive constante.

➤ Phase « 3 »

La tension aux bornes du MOSFET chute d'une façon quasi linéairement, c'est la phase de commutation en tension du MOSFET. Pour ce qui est du courant, il atteint son maximum, puis commence à chuter jusqu'à sa valeur nominale. Notons que cette phase ne commence pas

à l'instant où le courant inverse est maximum dans la diode [12] mais un peu avant.

➤ Phase « 4 »

La tension chute plus lentement, cela est dû aux non linéarités des capacités du modèle du MOSFET.

### 2.3.2 Ouverture du MOSFET.

Nous avons constaté qu'un changement de diode (ou une variation des paramètres du modèle dans le cas de la simulation) n'influe quasiment pas sur les formes d'ondes lors de la phase d'ouverture du MOSFET. En fait cela signifie que la tension  $V_{diode}$  (et donc sa zone de charge d'espace) peut évoluer beaucoup plus rapidement que la tension  $V_{DS}$ , ainsi donc la diode ne sera pas le facteur limitant, il n'y a donc pas de zone où son influence est prépondérante durant cette phase.

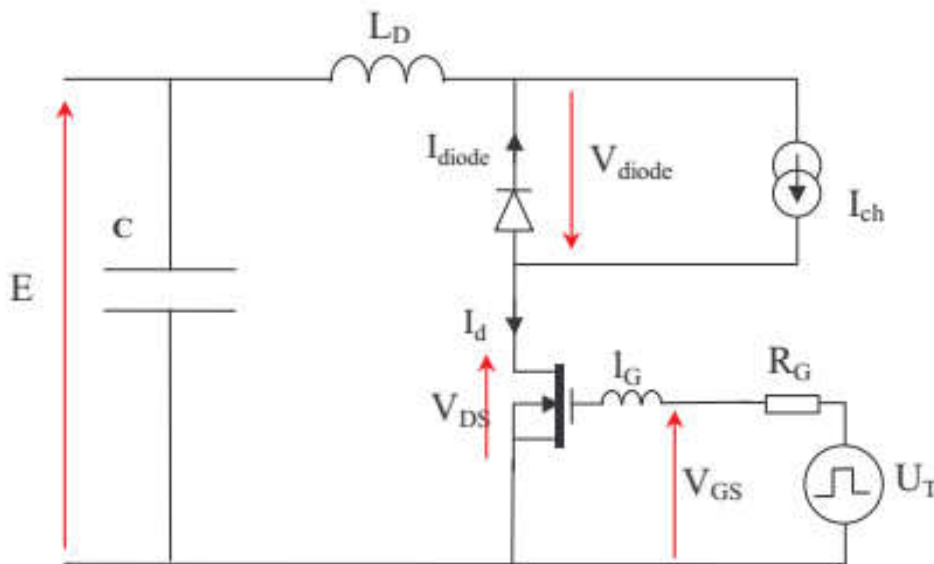


Figure 2.8: Schéma simplifié de la calcul de commutation [13]

Les éléments intervenant lors de cette phase seront donc uniquement le MOSFET et le câblage.

L'évolution en tension est gouvernée par le MOSFET, la vitesse de croissance de la tension est donnée par la formule. Nous observons un phénomène de traînage dû à la valeur importante de  $C_{DS}$  pour de faibles tensions. Ensuite nous retrouvons la surtension d'origine inductive durant la décroissance du courant.

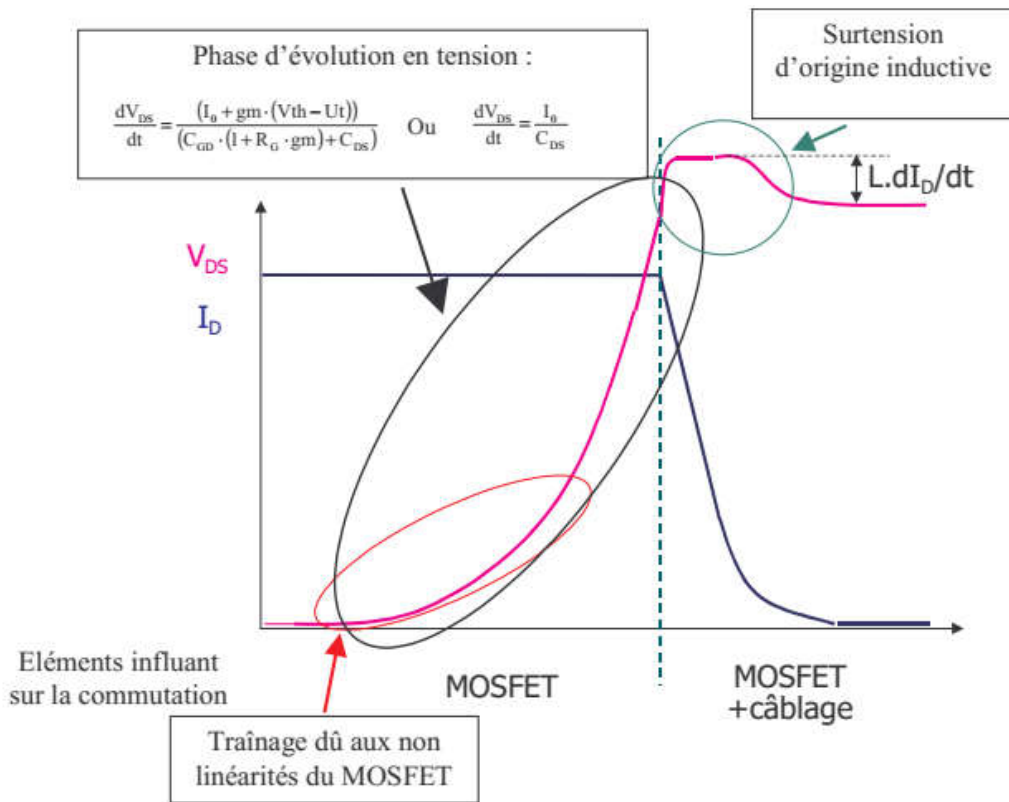


Figure 2.9: formes d'ondes idéalisées (ouverture de MOSFET)

Notons que l'on pourrait rajouter une légère diminution de  $I_D$  lors de la croissance de la tension, cela est dû à la décharge de la capacité de charge d'espace de la diode (cette capacité avait été chargée lors du recouvrement à la fermeture du MOSFET)

**Remarque :**

A la fin de la décharge de la capacité Miller (début de la zone 4 sur la figure.4.8) la tension drain-source n'a pas encore atteint sa valeur statique. On observe une lente décroissance de faible amplitude vers la tension de saturation  $V_{ds(sat)}$  du transistor Mofet. Outre le fait que la grille n'est pas encore totalement chargée, on observe un effet de quasi-saturation typique des transistors bipolaires. Cet effet n'est presque jamais expliqué en détail. C'est historiquement lié au fait que pour des fréquences et des temps de commutation relativement longs, les pertes supplémentaires induites par la traînée de tension sont négligeables vis-à-vis des pertes en conduction ou en commutation.

**2.4 Conclusion**

Dans ce chapitre une représentation succincte des phénomènes de commutation dans un transistor MOSFET sont représentés, dans le but d'élaborer un modèle complet dans le chapitre suivant.

# **Chapitre 3**

## **Modèle mathématique**

### 3.1 Introduction

Dans ce chapitre la méthode que nous allons exposer, consiste à développer un modèle analytique appelé également modèle mathématique. Basées sur une représentation en circuits équivalents, les expressions des pertes sont ainsi extraites en utilisant l'évolution des formes du courant et de la tension et du courant instantané lors des phénomènes de commutations. Le défi principal pour ce modèle est comment améliorer sa précision. D'une façon simple, pour calculer les pertes, souvent une linéarisation des formes d'onde du courant et de la tension lors des commutations est adoptée [12]. L'inductance de la source due au câblage et les caractéristiques non-linéaires des condensateurs du dispositif ne sont pas considérées [12]. Par conséquent, les résultats obtenus ne sont pas très bien assortis aux résultats expérimentaux, particulièrement pour des applications à haute fréquence. Afin d'améliorer la précision du modèle analytique, les points suivants doivent être pris en considération :

- La capacité  $C_{ds}$  (drain-source) durant les commutations,
- La variation de la capacité  $C_{gs}$  (grille-source) est considérée, même si cet effet reste mineur,
- La commande envisagée se fait entre la tension ( $-V_G$ ) et ( $+V_G$ ) contrairement à la majorité des modèles où elle est prise entre 0 et  $+V_G$ .
- L'ensemble des inductances parasites dans le circuit,

Ainsi on se retrouve devant un dilemme, augmenter le nombre de phénomènes à prédire accroît la complexité du modèle, et par conséquent de toutes les étapes de conception, d'extraction et de validation qui seront plus coûteuses en temps. Toutefois, il est évident que dans le cadre d'une application industrielle, il est nécessaire de mettre des limites à la complexité et de réduire au maximum le temps de génération d'un modèle, bien qu'il soit toujours plus intéressant de posséder un modèle versatile, efficace et aussi général que possible. Les différentes normes et standards dans le domaine de l'électricité et l'électronique ont attiré des exigences très sévères, donc pour les concepteurs en électronique de puissance cela se traduit par l'utilisation de tous les composants aux limites de leurs possibilités.

Une utilisation optimale des interrupteurs semi-conducteurs dans les convertisseurs statiques de puissance est tributaire d'une évaluation précise des pertes, dont ils sont le siège, et de leur aire de sécurité. C'est dans ce contexte que ce chapitre s'inscrit. Dans le cas d'une

réalisation pratique, chaque conception représente un environnement particulier, Il faut toutefois que les données « constructeurs » soient faites pour un environnement particulier qui est souvent différent de celui où le composant est appelé à fonctionner. Le modèle de l'estimation des pertes que nous présentons est basé sur la méthode analytique, avec une représentation d'état. Il tient compte de la variation non linéaire des capacités parasites en fonction de la tension  $V_{ds}$  et des inductances parasites pour un modèle Mosfet de puissance moyenne de type 2MBI200U4H-120 de la firme du constructeur Fuji.

### 3.2 Analyse du circuit

Pour analyser le circuit, on se réfère au schéma de la cellule de commutation et au circuit équivalent représenté sur la figure 3.1. En utilisant le théorème de Kirchhoff et en adoptant les hypothèses simplificatrices suivantes :

- 1- On supposera que le Mosfet opère dans sa zone saturée
- 2- L'impact de la température sur la transductance est négligé
- 3- L'impact de la température sur la tension  $V_{th}$  est négligé
- 4- L'effet des inductances mutuelles est négligé

Dans la zone saturée, on modélise le comportement du Mofet par l'équation suivante :

$$i_{d\_mos} = kf(v_{gs}) \quad (3.1)$$

Où k est un paramètre dépendant des caractéristiques géométriques et du dopage de Mosfet et  $f(V_{gs})$  une fonction telle que :

$$i_{d\_mos}(t) = f(V_{gs}) = g_{m\_sat}(v_{gs} - V_{th}) \quad (3.2)$$

$V_{th}$  tension de seuil du canal de Mosfet

$$v_{ramp} = v_{ds} + L_s \frac{di_d}{dt} \quad (3.3)$$

Pour tenir compte de toutes les interactions entre les différents composants intervenant dans une cellule de commutation et des phénomènes parasites du au câblage, une représentation détaillée de la cellule de commutation est indispensable. Ce qui nous amène à considérer le schéma équivalent présenté sur la figure 3.1 durant les phases de commutation:

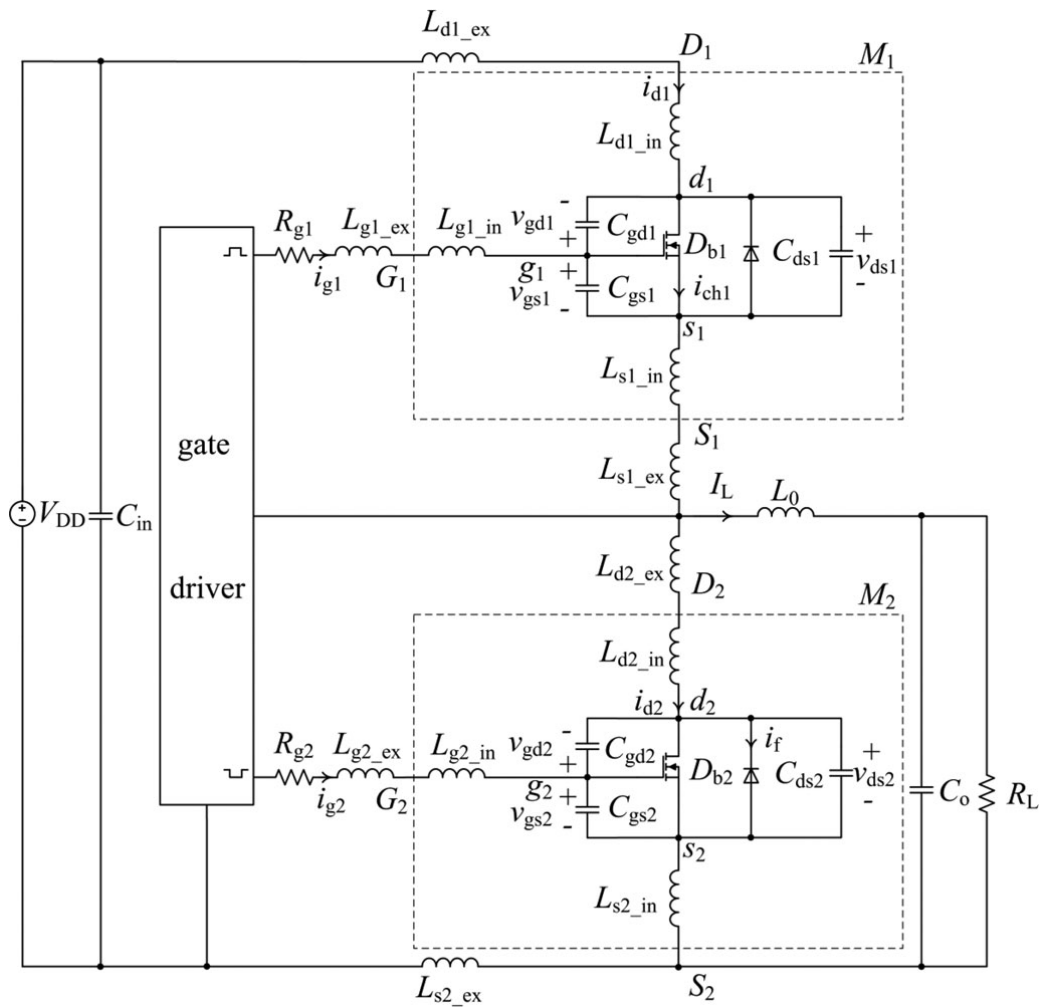


Figure 3.1 : Schéma équivalent durant la phase de commutation en courant et en tension [14]

### 3.2.1 Les équations génériques

Les équations génériques du système sont alors les suivantes :

$$i_{ch1} = g_{fs1} (V_{gs1} - V_{th1}) \quad (3.4)$$

$$V_{gs1} = V_{gd1} + V_{ds1} \quad (3.5)$$

$$i_{d1} = i_{ch1} + C_{ds1} \frac{dV_{ds1}}{dt} - C_{gd1} \frac{dV_{gd1}}{dt} \quad (3.6)$$

$$i_{g1} = C_{gs1} \frac{dV_{gs1}}{dt} + C_{gd1} \frac{dV_{gd1}}{dt} \quad (3.7)$$

$$V_{GG} - R_{g1} i_{g1} - L_{g1} \frac{di_{g1}}{dt} = V_{gs1} + L_{s1} \left( \frac{di_{g1}}{dt} + \frac{di_{d1}}{dt} \right) \quad (3.8)$$

$$V_{ds1} = V_{DD} - (L_{ds1} + L_{ds2}) \frac{di_{d1}}{dt} - L_{s1} \frac{di_{g1}}{dt} \quad (3.9)$$

- D'après l'équation (3.6) :

$$i_{d1} = i_{ch1} + C_{ds1} \frac{dV_{ds1}}{dt} - C_{gd1} \frac{dV_{gd1}}{dt}$$

$$C_{ds1} \frac{dV_{ds1}}{dt} - C_{gd1} \frac{dV_{gd1}}{dt} = i_{d1} - i_{ch1}$$

On remplace (3.4) dans (3.6) :

$$C_{ds1} \frac{dV_{ds1}}{dt} - C_{gd1} \frac{dV_{gd1}}{dt} = i_{d1} - g_{fs1} (V_{gs1} - V_{th1})$$

Et en remplaçant (3.5) dans (3.6) :

$$C_{ds1} \frac{dV_{ds1}}{dt} - C_{gd1} \frac{dV_{gd1}}{dt} = i_{d1} - g_{fs1} ((V_{gd1} + V_{ds1}) - V_{th1})$$

$$C_{ds1} \frac{dV_{ds1}}{dt} - C_{gd1} \frac{dV_{gd1}}{dt} = i_{d1} - g_{fs1} V_{gd1} - g_{fs1} V_{ds1} + g_{fs1} V_{th1}$$

- D'après l'équation (3.7) :

$$i_{g1} = C_{gs1} \frac{dV_{gs1}}{dt} + C_{gd1} \frac{dV_{gd1}}{dt}$$

On remplace (3.5) dans (3.7) :

$$C_{gs1} \frac{d(V_{gd1} + V_{ds1})}{dt} + C_{gd1} \frac{dV_{gd1}}{dt} = i_{g1}$$

$$C_{gs1} \frac{dV_{gd1}}{dt} + C_{gs1} \frac{dV_{ds1}}{dt} + C_{gd1} \frac{dV_{gd1}}{dt} = i_{g1}$$

$$\frac{dV_{gd1}}{dt} (C_{gs1} + C_{gd1}) + C_{gs1} \frac{dV_{ds1}}{dt} = i_{g1}$$

• D'après l'équation (3.8) :

$$V_{GG} - R_{g1} i_{g1} - L_{g1} \frac{di_{g1}}{dt} = V_{gs1} + L_{s1} \left( \frac{di_{g1}}{dt} + \frac{di_{d1}}{dt} \right)$$

$$\frac{di_{g1}}{dt} (L_{g1} + L_{s1}) + L_{s1} \frac{di_{d1}}{dt} = V_{GG} - R_{g1} i_{g1} - V_{gs1}$$

On remplace (3.5) dans (3.8) :

$$\frac{di_{g1}}{dt} (L_{g1} + L_{s1}) + L_{s1} \frac{di_{d1}}{dt} = V_{GG} - R_{g1} i_{g1} - V_{gd1} - V_{ds1}$$

• D'après l'équation (3.9) :

$$V_{ds1} = V_{DD} - (L_{ds1} + L_{ds2}) \frac{di_{d1}}{dt} - L_{s1} \frac{di_{g1}}{dt}$$

$$\frac{di_{d1}}{dt} (L_{ds1} + L_{ds2}) + L_{s1} \frac{di_{g1}}{dt} = V_{DD} - V_{ds1}$$

Donc on aura les équations suivantes :

$$C_{ds1} \frac{dV_{ds1}}{dt} - C_{gd1} \frac{dV_{gd1}}{dt} = i_{d1} - g_{fs1} V_{gd1} - g_{fs1} V_{ds1} + g_{fs1} V_{th1}$$

$$\frac{dV_{gd1}}{dt} (C_{gs1} + C_{gd1}) + C_{gs1} \frac{dV_{ds1}}{dt} = i_{g1}$$

$$\frac{di_{g1}}{dt} (L_{g1} + L_{s1}) + L_{s1} \frac{di_{d1}}{dt} = V_{GG} - R_{g1} i_{g1} - V_{gd1} - V_{ds1}$$

$$\frac{di_{d1}}{dt} (L_{ds1} + L_{ds2}) + L_{s1} \frac{di_{g1}}{dt} = V_{DD} - V_{ds1}$$

La mise sous forme matricielle des équations nous conduit à un système de la forme :

$$[A_1] [\dot{X}] = [C_1][X] + [B_1]$$

Après développement nous arrivons au résultats suivant :

$$\begin{bmatrix} Cd_{s1} & -Cg_{d1} & 0 & 0 \\ C_{gs1} & (C_{gs1} + C_{gd1}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{s1} & (L_{g1} + L_{s1}) \\ 0 & 0 & (L_{ds1} + L_{ds2}) & -L_{s1} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{gd1} \\ i_{d1} \\ i_{g1} \end{bmatrix} =$$

$$= \begin{bmatrix} -gf_{s1} & -gf_{s1} & 1 & 0 \\ C_{gs1} & (C_{gs1} + C_{gd1}) & 0 & 1 \\ -1 & -1 & 0 & -R_{g1} \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{gd1} \\ i_{d1} \\ i_{g1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} gf_{s1} V_{th} \\ 0 \\ V_{GG} \\ V_{DD} \end{bmatrix}$$

Par identification nous allons avoir respectivement les expressions des matrices  $A_1$ ,  $C_1$  et du vecteur  $B_1$ .

Pour pouvoir résoudre un tel système, il va falloir le transformer et l'écrire sous la forme d'un système d'état sous la forme suivante :

$$\frac{dx}{dt} = A X + B$$

Avec

$X = [V_{ds1}, V_{gd1}, i_{d1}, i_{g1}]^T$  le vecteur d'état,

Pour pouvoir arriver à un tel résultat, il est indispensable d'inverser la matrice  $[A_1]$ , et avoir son expression  $[A_1^{-1}]$ :

Après avoir calculé la matrice des cofacteurs, nous arrivons à l'inverse de la matrice  $[A_1]$  donnée par l'expression suivante:

$$[A_1^{-1}] = \begin{bmatrix} \frac{1}{M_1 \cdot Cd_{s1}} + \frac{1}{Cd_{s1}} & \frac{Cd_{s1}}{M_1 \cdot Cg_{d1}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{M_1 \cdot Cd_{s1}} & \frac{1}{M_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_3 & \frac{Ls_1}{M_2(Lg_1 + Ls_1)} \\ 0 & 0 & -\frac{(Ld_{s1} + Ld_{s2})}{M_2 \cdot Ls_1} & \frac{1}{M_2} \end{bmatrix}$$

Avec:

$$M_1 = (Cg_{s1} + Cg_{d1}) + \frac{Cg_{s1} \times Cg_{d1}}{Cd_{s1}}$$

$$M_2 = -Ls_1 - \frac{(Ld_{s1} + Ld_{s2})(Lg_1 + Ls_1)}{Ls_1}$$

$$M_3 = \frac{1}{Ls_1} + \frac{(Ld_{s1} + Ld_{s2})}{M_2(Lg_1 + Ls_1)}$$

La matrice [A] du système d'état est obtenue par le produit des deux matrices  $[A_1^{-1}]$  et  $[C_1]$  :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{1}{M_1 \cdot Cg_{d1}} + \frac{1}{Cd_{s1}} & \frac{Cd_{s1}}{M_1 \cdot Cg_{d1}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{A \cdot Cd_{s1}} & \frac{1}{A} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_3 & -\frac{Ls_1}{M_2(Lg_1 + Ls_1)} \\ 0 & 0 & \frac{(Ld_{s1} + Ld_{s2})}{M_2 \cdot Ls_1} & \frac{1}{M_2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} -gf_{s1} & -gf_{s1} & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -1 & -1 & 0 & -Rg \\ -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Après developement du produit des deux matrices, nous arrivons au resultat suivant:

$$-gf_{s1} \left( \frac{1}{M_1 \cdot Cg_{d1}} + \frac{1}{Cd_{s1}} \right) + 0 + 0 + 0; -gf_{s1} \left( \frac{1}{M_1 \cdot Cg_{d1}} + \frac{1}{Cd_{s1}} \right) + 0 + 0 + 0; \left( \frac{1}{M_1 \cdot Cg_{d1}} + \frac{1}{Cd_{s1}} \right) + 0 + 0 + 0; 0 + \frac{Cd_{s1}}{M_1 \cdot Cg_{d1}} + 0 + 0 \Rightarrow A_{1j}$$

$$\frac{-gf_{s1}}{M_1 \cdot Cd_{s1}} + 0 + 0 + 0; \frac{-gf_{s1}}{M_1 \cdot Cd_{s1}} + 0 + 0 + 0; \frac{1}{M_1 \cdot Cd_{s1}} + 0 + 0 + 0; 0 + \frac{1}{M_1} + 0 + 0 \Rightarrow A_{2j}$$

$$0 + 0 - M_3 + \frac{LS_1}{M_2(Lg_1 + LS_1)}; 0 + 0 - M + 0; 0 + 0 + 0 + 0; 0 + 0 - Rg \cdot M_3 + 0 \Rightarrow A_{3j}$$

$$0 + 0 + \frac{(Ld_{s1} + Ld_{s2})}{M_2 \cdot LS_1} + \frac{1}{M_2}; 0 + 0 + \frac{(Ld_{s1} + Ld_{s2})}{M_2 \cdot LS_1} + 0; 0 + 0 + 0 + 0; 0 + 0$$

$$+ \frac{Rg_1(Ld_{s1} + Ld_{s2})}{M_2 \cdot LS_1} + 0 \Rightarrow A_{4j}$$

Ce qui nous ramène finalement à l'expression définitive de la matrice A.

$$[A] = \begin{bmatrix} -gf_{s1} \left( \frac{1}{M_1 \cdot Cg_{d1}} + \frac{1}{Cd_{s1}} \right) & -gf_{s1} \left( \frac{1}{M_1 \cdot Cg_{d1}} + \frac{1}{Cd_{s1}} \right) & \frac{Cg_{d1}}{M_1 \cdot Cd_{s1}} + \frac{1}{Cd_{s1}} & \frac{Cd_{s1}}{M_1 \cdot Cg_{d1}} \\ -\frac{gf_{s1}}{M_1 \cdot Cd_{s1}} & -\frac{gf_{s1}}{Cd_{s1}} & \frac{1}{M_1 \cdot Cd_{s1}} & \frac{1}{M_1} \\ -M + \frac{LS_1}{B(Lg_1 + LS_1)} & -M_3 & 0 & -Rg_i M_3 \\ \frac{(Ld_{s1} + Ld_{s2})}{M_2 \cdot LS_1} + \frac{1}{M_2} & \frac{(Ld_{s1} + Ld_{s2})}{M_2 \cdot LS_1} & 0 & \frac{Rg_1(Ld_{s1} + Ld_{s2})}{M_2 \cdot LS_1} \end{bmatrix}$$

Le vecteur [B] du système d'état est obtenu, quand à lui, par le produit de la matrice  $[A_1^{-1}]$  et du vecteur  $[B_1]$  :

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{M_1 \cdot Cg_{d1}} + \frac{1}{Cd_{s1}} & \frac{Cd_{s1}}{M_1 \cdot Cg_{d1}} & 0 & 0 \\ \frac{1}{M_1 \cdot Cd_{s1}} & \frac{1}{M_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & M_3 & -\frac{Ls_1}{M_2(Lg_1 + Ls_1)} \\ 0 & 0 & -\frac{(Ld_{s1} + Ld_{s2})}{M_2 \cdot Ls_1} & \frac{1}{M_2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} gfs_1 Vth_1 \\ 0 \\ V_{GG} \\ V_{DD} \end{bmatrix}$$

$$\frac{gfs_1 Vth_1}{M_1 \cdot Cg_{d1}} + \frac{gfs_1 Vth_1}{Cd_{s1}} + 0 + 0 + 0 \Rightarrow L_1$$

$$\frac{gfs_1 Vth_1}{M_1 \cdot Cd_{s1}} + 0 + 0 + 0 \Rightarrow L_2$$

$$0 + 0 + M_3 \cdot V_{GG} - \frac{V_{DD} \cdot Ls_1}{M_2(Lg_1 + Ls_1)} \Rightarrow L_3$$

$$0 + 0 - \frac{(Ld_{s1} + Ld_{s2})}{M_2 \cdot Ls_1} + \frac{V_{DD}}{M_2} \Rightarrow L_4$$

Donc on aura:

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{gfs_1 Vth_1}{M_1 \cdot Cg_{d1}} + \frac{gfs_1 Vth_1}{Cd_{s1}} \\ \frac{gfs_1 Vth_1}{M_1 \cdot Cd_{s1}} \\ M_3 \cdot V_{GG} - \frac{V_{DD} \cdot Ls_1}{M_2(Lg_1 + Ls_1)} \\ -\frac{V_{GG}(Ld_{s1} + Ld_{s2})}{M_2 \cdot Ls_1} + \frac{V_{DD}}{M_2} \end{bmatrix}$$

Une fois que la matrice [A] et le vecteur [B] calculés, nous arrivons au système d'état suivant :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B]$$

Ce système est non linéaire, avec les coefficients de la matrice [A] et du vecteur [B] qui sont variables, à cause de la caractéristique des capacités inter-électrodes.

L'écriture du système global est donnée par l'expression suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{gd1} \\ i_{d1} \\ i_{g1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -gf_{s1} \left( \frac{1}{M_1 \cdot Cgd1} + \frac{1}{Cd_{s1}} \right) & -gf_{s1} \left( \frac{1}{M_1 \cdot Cgd1} + \frac{1}{Cd_{s1}} \right) & \frac{Cgd1}{M_1 \cdot Cd_{s1}} + \frac{1}{Cd_{s1}} & \frac{Cd_{s1}}{M_1 \cdot Cgd1} \\ -\frac{gf_{s1}}{M_1 \cdot Cd_{s1}} & -\frac{gf_{s1}}{Cd_{s1}} & \frac{1}{M_1 \cdot Cd_{s1}} & \frac{1}{M_1} \\ -M + \frac{Ls1}{B(Lg1+Ls1)} & -M_3 & 0 & -Rg_i M_3 \\ \frac{(Ld_{s1}+Ld_{s2})}{M_2 \cdot Ls1} + \frac{1}{M_2} & \frac{(Ld_{s1}+Ld_{s2})}{M_2 \cdot Ls1} & 0 & \frac{Rg_1(Ld_{s1}+Ld_{s2})}{M_2 \cdot Ls1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{gd1} \\ i_{d1} \\ i_{g1} \end{bmatrix} +$$

$$\begin{bmatrix} \frac{gf_{s1}Vth1}{M_1 \cdot Cgd1} + \frac{gf_{s1}Vth1}{Cd_{s1}} \\ \frac{gf_{s1}Vth1}{M_1 \cdot Cd_{s1}} \\ M_3 \cdot V_{GG} - \frac{V_{DD} \cdot Ls1}{M_2(Lg1+Ls1)} \\ -\frac{V_{GG}(Ld_{s1}+Ld_{s2})}{M_2 \cdot Ls1} + \frac{V_{DD}}{M_2} \end{bmatrix}$$

### 3.3 Conclusion

Dans ce chapitre la modélisation est faite dans le plan temporel mais pas dans le plan fréquentiel qui fait appel aux fonctions de transferts, où il y a impossibilité de considérer les variations paramétriques comme celles des capacités internes de Mosfet. Le modèle est fait sur la base d'un système d'état ce qui nous affranchit d'une modélisation, basée sur une linéarisation par morceaux, En effet, cette linéarisation engendre des erreurs de calcul considérables surtout si on fonctionne à des fréquences de commutation élevées.

Une prise en compte de plusieurs phénomènes en même temps est possible, ce qui nous permet d'évaluer les effets conjugués sur les pertes dans un convertisseur des différents paramètres qui constituent la cellule de commutation.

# **Conclusion générale**

### Conclusion générale

Nous avons étudié dans ce thème la cellule de commutation à base d'un MOSFET, et dans notre travail nous nous sommes intéressés à la description des phénomènes de commutation d'un MOSFET et le modèle mathématique.

Nous avons présenté dans le premier chapitre des généralités concernant le composant semi-conducteur et de la notion liée à la commutation et à l'énergie dissipée à l'enclenchement et déclenchement causés et les différentes commandes de MOSFET.

Le deuxième chapitre, nous l'avons consacré à la description des phénomènes de commutation dans un transistor MOSFET.

Le chapitre trois nous l'avons consacré à la mise en équation d'une cellule de commutation. La modélisation est faite dans un plan temporel mais pas dans le plan fréquentiel qui fait appel aux fonctions de transfert, où il y a impossibilité de la variation des capacités internes de MOSFET.

Donc MOSFET est commutable en tension et en courant. Les deux principales phases de commutation sont la phase de commutation en tension et la phase de commutation en courant, basées sur la charge et la décharge de ses capacités parasites lors de ces commutations.

# **Référence bibliographiques**

### Référence bibliographiques

- [1] . Krunoslav ROMANJEK CARACTÉRISATION ET MODÉLISATION DES TRANSISTORS CMOS DESTÉCHNOLOGIE, Novembre 2004.
- [2] Y. Lembeye, JL. Schanen, JP. Keradec "Experimental characterisation of insulated gate power components : Capacitive aspects", IEEE-IAS'97, New Orleans, 1997.
- [3] L. Aubard, "Modélisation des Transistors MOS de puissance pour l'électronique de commutation", Thèse de doctorat de l'INPG, janvier 1999
- [4] M. Akhbari, JL. Schanen, J. Roudet, JP. Keradec, "An original Design of MOSFET/IGBT Gate Circuit Layout to Suppress Power/Drive Interaction", Proceedings of the fifth European Space Power Conference (ESPC), Tarragon, Spain, 21-25 September 1998 .
- [5] S.hrigua. Contribution a l'élaboration de modelés précis et à la faible coute de calcule pour l'électronique de puissance et la CEM. Thèse de ENS Cachan France, 2014.
- [6 ]M. Pinard. Convertisseur et EP commande, description mise en œuvre. Dunod, paris 2007.
- [7] W.A. Bryan. High power switching device SPICE model based on circuit reponse. Ph . D. Thesis, Drexel University, philadelphia USA, 2011
- [8] J.P. OUSTEN. Etude du comportement au vieillissement des interfaces thermique pour modules électroniques de puissance dédiés a des application transports. Thèse de docteur de l'école Normal Supérieure de Cachan Paris France, juin 2013.
- [9] B.J. Baliga. Analytical Modeling of IGBT's : Challenges and Solution. IEEE trans on Electron Devices, VOL 60, NO.2, February 2013, pp 535\_543.
- [10] Kragh H, Błaadjerg, F. Pedersen, J.K. An advanced tool for optimised desingn of power electronic cicuits. Industry Applications conf. 1998.
- [11] M. Akhbari. Modèl de cellule de commutation pour études des pertes et de performance. Thèse de INP Grenoble France, 2000.
- [12] S. pittet. Modélisation physique d'un transistor de puissance. Thèse de doctorat de l'école Polytechnique Fédérale de Lausanne 2005.
- [13] Pierre-Olivier JEANNIN - Le transistor MOSFET en commutation : Application aux associations série et parallèle de composants à grille isolée - 2001
- [14] Jianjing WANG, student Member, IEEE, and Henry Shu\_hung CHUNG, Senior Member, IEEE. Impact of Elements on the Spurious Triggering Pulse in Synchronous Buck Converer, City University of Hong Kong.