



HAL
open science

Influence de l'interaction puissance-commande sur le fonctionnement des convertisseurs d'électronique de puissance : simulation fine, recherche de règles de conception.

Frédéric Mérienne

► To cite this version:

Frédéric Mérienne. Influence de l'interaction puissance-commande sur le fonctionnement des convertisseurs d'électronique de puissance : simulation fine, recherche de règles de conception.. Energie électrique. Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), 1996. Français. NNT: . tel-01874170

HAL Id: tel-01874170

<https://hal.science/tel-01874170>

Submitted on 14 Sep 2018

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

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



TH76

THESE
présentée par

Frédéric MERIENNE
ingénieur ENSAM

pour obtenir le grade de DOCTEUR
de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE
(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(Spécialité : Génie Electrique)

* * *

Influence de l'Interaction Puissance-Commande sur le
Fonctionnement des Convertisseurs d'Electronique de Puissance :
Simulation Fine - Recherche de Règles de Conception.

* * *

Date de soutenance : le 8 janvier 1996.

Composition du jury :

Monsieur	J.C. Sabonnadière	Président
Messieurs	B. Demoulin	Rapporteur
	H. Foch	Rapporteur
	A. Coustre	Examineur
	M. Dang	Examineur
	J. Roudet	Examineur

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

THESE
présentée par

Frédéric MERIENNE
ingénieur ENSAM

pour obtenir le grade de DOCTEUR
de l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE
(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

(Spécialité : Génie Electrique)

* * *

Influence de l'Interaction Puissance-Commande sur le
Fonctionnement des Convertisseurs d'Electronique de Puissance :
Simulation Fine - Recherche de Règles de Conception.

* * *

Date de soutenance : le 8 janvier 1996.

Composition du jury :

Monsieur	J.C. Sabonnadière	Président
Messieurs	B. Demoulin	Rapporteur
	H. Foch	Rapporteur
	A. Coustre	Examineur
	M. Dang	Examineur
	J. Roudet	Examineur

Thèse préparée au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble

Avant-Propos

La mise au point d'un convertisseur statique pose de plus en plus de problèmes induits par la compatibilité électromagnétique. Au lieu de résoudre ces problèmes une fois la réalisation faite, il est souhaitable de les prendre en considération dès la conception. Cette étude a pour ambition de contribuer à répondre aux besoins industriels en terme de conception. Un partenariat avec la société PSA, par l'intermédiaire de A. Coustre, nous a permis de cerner les demandes concrètes concernant cet aspect.

La démarche consistant à élaborer des règles de conception pour l'électronique de puissance requiert une compétence dans des domaines de plus en plus variés. Mise à part la partie électronique de puissance qui relève de la spécificité de notre équipe au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, des notions complémentaires ont dû être utilisées.

Pour l'étude de la susceptibilité de la partie commande du convertisseur statique, une collaboration avec J. Baudet du Laboratoire de Radio-Propagation et d'Electronique a permis de dégager les connaissances de base nécessaires à cette étude.

Concernant la modélisation des éléments de connectique intervenant dans un convertisseur statique, E. Clavel et J.L. Schanen développent un outil de calcul nommé InCa dont l'utilisation nous a été précieuse.

Enfin, la gestion optimale des solutions envisagées est apparue complexe et un travail s'est engagé avec F. François de l'équipe Conception et Diagnostic Intégrés du LEG afin d'étudier les possibilités d'optimisation de solutions par les techniques du flou.

La conception en électronique de puissance nous apparaît aujourd'hui requérir des compétences multiples qu'une seule personne ne peut réunir. Aussi, il est nécessaire d'engager des coopérations avec les spécialistes de chacun des domaines intervenant dans la conception.

Donc, un grand Merci à tous !

Je tiens à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur Jean-Claude Sabonnadière, directeur du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble, pour son accueil chaleureux au sein de ce laboratoire et pour l'honneur qu'il m'a fait de présider ce jury.

J'adresse mes remerciements les plus vifs à Monsieur Bernard Demoulin, directeur du Laboratoire de RadioPropagation et Electronique de Lille, qui m'a accueilli au sein de son laboratoire pour un séjour d'une semaine et qui a accepté d'être rapporteur de ce travail.

Pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail et pour m'avoir fait l'honneur d'être rapporteur de cette thèse, je tiens à remercier Monsieur Henri Foch, directeur du Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle de Toulouse.

Les problèmes prépondérants induits par la technologie ont été cernés grâce à un partenariat actif avec la société PSA. Je remercie fortement Monsieur André Coustre, qui fût notre interlocuteur privilégié au sein de la société PSA, pour la confiance accordée et pour avoir participé à ce jury.

Je remercie Monsieur Michel Dang, directeur de l'Ecole Supérieure d'Ingénieurs en Systèmes Industriels Avancés Rhône-Alpes de Valence qui a bien voulu faire partie de ce jury.

Pour m'avoir initié à la recherche avec cet enthousiasme qui le caractérise, je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à James Roudet, animateur du thème électronique de puissance et compatibilité électromagnétique au sein de ce laboratoire, pour qui la recherche semble être le fruit d'une alchimie savante entre explorations en forêt vierge et déboisements méthodiques.

Toute ma gratitude va à Robert Perret qui m'a ouvert les portes de la recherche et m'a accueilli au sein de la famille électronique de puissance.

Des coopérations scientifiques ont été nécessaires pour mener ce travail. Pour avoir su partager leur compétences, je remercie chaleureusement Monsieur Jacques Baudet, ingénieur au LRPE de Lille, pour la partie composants de faible puissance ; Florence François pour ses nombreuses explications sur les techniques du flou et les systèmes experts ; ainsi qu'Edith Clavel et Jean-Luc Schanen pour la caractérisation de la connectique en terme inductif.

Pour la gentillesse et le soutien qu'ils m'ont témoigné, je remercie vivement Jean Barbaroux, Claude Brun, Etienne Callegher, Jacques Davoine, Jacqueline Delaye, Marie-Thérèse Loubinoux, Bruno Mallet, Sylvie Pelletier et Josianne Verna.

Un grand Merci enfin à Ahmed Ammari, François Blache, Christophe Body, Yves-André Chapuis, Orphée Cugat, Paul Kang, Volker Leitloff, Catherine Pelissou, Patrice Petitclair, Laure-Line Rouve et Jean-Yves Voyant avec lesquels j'ai noué des relations de sympathie et d'amitié.

SOMMAIRE

Introduction générale	13
I Analyse qualitative de l'interaction puissance-commande ..	15
I.1 Introduction.....	17
I.2 L'interaction puissance-commande.....	18
I.3 La recherche de solutions à l'interaction puissance-commande.....	26
I.4 Conclusion.....	30
II Modélisation technologique en vue d'une simulation fine ..	31
II.1 Introduction.....	33
II.2 La connectique dans l'interaction puissance-commande.....	34
II.3 Les composants actifs.....	53
II.4 La simulation fine.....	69
II.5 Conclusion.....	77
III Recherche de règles de conception	79
III.1 Introduction.....	81
III.2 Couplage par impédance commune.....	83
III.3 Couplage inductif.....	97
III.4 Couplage capacitif.....	109
III.5 Conclusion.....	138
IV Applications et perspectives	139
IV.1 Introduction.....	141
IV.2 Applications.....	142
IV.3 Perspectives.....	148
Conclusion générale	163
Références bibliographiques	168
Bibliographie	170
Annexes	172

CHAPITRE I

Analyse Qualitative de l'Interaction Puissance-Commande

I.1	Introduction	17
I.2	L'Interaction Puissance-Commande	18
I.2.1	processus de l'interaction puissance-commande.....	18
I.2.2	classification des différentes interactions possibles.....	18
I.3	La Recherche de Solutions à l'Interaction Puissance-Commande	26
I.3.1	objectif.....	26
I.3.2	moyens.....	26
I.4	Conclusion	30

CHAPITRE II

Modélisation Technologique en vue d'une Simulation Fine

II.1	Introduction	33
II.2	La Connectique dans l'Interaction Puissance-Commande	34
II.2.1	la connectique dans le couplage inductif.....	34
II.2.2	la connectique dans le couplage par impédance commune.....	44
II.2.3	la connectique dans le couplage capacitif.....	46
II.2.4	conclusion.....	52
II.3	Les Composants Actifs	53
II.3.1	introduction.....	53
II.3.2	le transistor bipolaire bas signal.....	53
II.3.3	le MOSFET de puissance.....	58
II.4	La Simulation Fine	69
II.4.1	principe.....	69
II.4.2	application.....	70
II.4.3	conclusion.....	76
II.5	Conclusion	77

CHAPITRE III Recherche de Règles de Conception

III.1	Introduction	81
III.2	Couplage par Impédance Commune	82
III.2.1	introduction.....	83
III.2.2	analyse simplifiée.....	83
III.2.3	analyse élaborée.....	87
III.2.4	étude affinée de la commutation du MOSFET.....	90
III.2.5	conclusion.....	96
III.3	Couplage Inductif	97
III.3.1	introduction.....	97
III.3.2	étude d'évaluation des risques.....	97
III.3.3	étude quantitative et apport de solutions.....	100
III.3.4	étude de la propagation de la perturbation au sein de la carte commande.....	102
III.3.5	conclusion.....	108
III.4	Couplage Capacitif	109
III.4.1	introduction.....	109
III.4.2	étude d'évaluation des risques.....	109
III.4.3	étude quantitative et apport de solutions.....	112
III.4.4	étude de la propagation de la perturbation au sein de la carte commande.....	118
III.4.5	étude expérimentale du couplage capacitif.....	132
III.4.6	conclusion.....	137
III.5	Conclusion	138

CHAPITRE IV

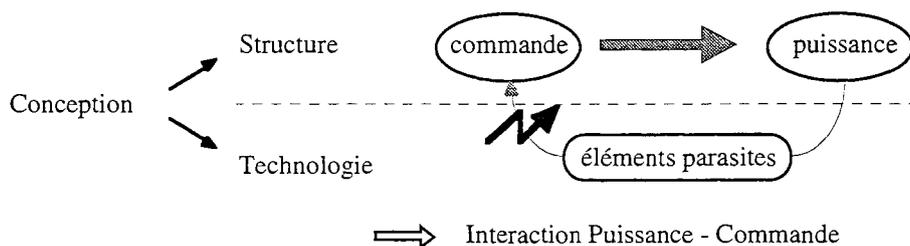
Applications et Perspectives

IV.1	Introduction	141
IV.2	Applications	142
IV.2.1	prise en compte des effets inductifs et capacitifs simultanément.....	142
IV.2.2	meilleure répartition des risques.....	144
IV.3	Perspectives	148
IV.3.1	conception technologique d'un hacheur et sa commande sur SMI.....	148
IV.3.2	utilisation de la logique floue en vue d'une gestion rationnelle des contrainte.....	152
IV.3.3	contraintes sur la géométrie.....	160

INTRODUCTION GENERALE

Dans les systèmes électriques actuels, l'électronique de puissance est de plus en plus utilisée pour conditionner l'énergie électrique. Les convertisseurs statiques ont subi une évolution technologique importante notamment pour augmenter leur rendement et leur compacité. Ces performances sont essentiellement dues à l'accroissement de la rapidité des interrupteurs électroniques qui permet une réduction des pertes de commutation. Cependant, l'implantation technologique de ces composants modernes ne va pas sans poser quelques problèmes de Compatibilité ElectroMagnétique (CEM). La conception actuelle de convertisseurs statiques ne permet plus d'ignorer les principes et les règles élémentaires de CEM que ce soit dans la phase d'élaboration de prototype ou de son industrialisation.

La conception d'un convertisseur statique comprend deux phases intimement liées: la structure et la technologie. La structure permet d'assurer la fonction du système et la technologie réalise cette fonction. Cette technologie induit malheureusement des éléments parasites qui favorisent une action du circuit de puissance sur sa commande créant ainsi des troubles au sein du convertisseur statique. Il s'agit du phénomène de l'interaction puissance-commande.



Cette étude a pour ambition d'expliquer les phénomènes prépondérants de l'interaction puissance-commande au sein du convertisseur statique et d'apporter des solutions à ces problèmes.

Quatre parties constituent l'ossature de ce travail. Dans un premier chapitre, une analyse du processus de l'interaction puissance-commande est proposée. La modélisation des éléments constituant ce processus est l'objet du second chapitre. La recherche de solutions au problème de l'interaction puissance-commande est traitée dans le troisième chapitre. Enfin, des applications ainsi que des perspectives sont proposées dans le quatrième chapitre.

CHAPITRE I

Analyse Qualitative de l'Interaction Puissance-Commande

I.1	Introduction	17
I.2	L'Interaction Puissance-Commande	18
	I.2.1 processus de l'interaction puissance-commande.....	18
	I.2.2 classification des différentes interactions possibles.....	18
I.3	La Recherche de Solutions à l'Interaction Puissance-Commande	26
	I.3.1 objectif.....	26
	I.3.2 moyens.....	26
I.4	Conclusion	30

I.1. INTRODUCTION

Les formes d'énergies électriques actuellement disponibles sont rarement adaptées à l'utilisation. Aussi, la conversion de cette énergie devient indispensable. C'est le rôle des convertisseurs statiques.

Le principe de fonctionnement du convertisseur statique est basé sur la commutation. Le transfert d'énergie est ainsi modulé par succession de phases de transfert nominal d'énergie et de phases sans échange d'énergie. Il est souhaitable de faire travailler les convertisseurs statiques aux fréquences de commutation les plus élevées possibles de façon à réduire les poids, volumes et coûts des transformateurs, filtres, inductances et condensateurs. Les contraintes dues à cette augmentation de la fréquence sont liées à la technologie des interrupteurs électroniques qui sont souhaités plus rapides, à l'augmentation des pertes par commutation (proportionnelles à la fréquence) ainsi qu'à un câblage des convertisseurs plus délicat.

L'élaboration d'un convertisseur statique commence par la détermination du cahier des charges et se termine par la réalisation technologique du système. La phase de conception de la structure et la phase de la conception de la technologie sont en réalité intimement liées. Ces deux phases influencent le comportement du convertisseur statique.

Ainsi, la technologie introduit de nombreux éléments parasites qui sont susceptibles d'influencer le fonctionnement du convertisseur statique [Rou, Gra]. Ces éléments parasites peuvent être induits par:

- la connectique (inductance et mutuelle de connectique, capacités parasites),
- les composants (capacités parasites, inductances parasites).

Il s'agit de l'origine des défaillances que nous souhaitons étudier.

I.2. L'INTERACTION PUISSANCE-COMMANDE

I.2.1. Processus de l'Interaction Puissance-Commande

Lors de la mise en oeuvre de la partie puissance d'un convertisseur statique et de sa commande, de nombreux éléments parasites sont introduits par la technologie. Ces éléments parasites servent de support à la transmission d'une énergie de perturbation de la puissance vers la commande [Cos].

Le processus est le suivant: la **source de perturbation** (constituée par la partie puissance), perturbe la **victime** (élément sensible de la partie commande) par l'intermédiaire d'un **chemin**, constitué par les éléments parasites de la technologie. Cette perturbation peut ensuite, interprétée par la commande, conduire à l'autoperturbation du convertisseur statique voire même à sa destruction.

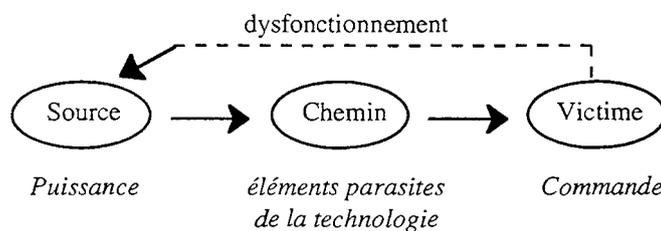


Fig. I2-1. Processus de l'autoperturbation du convertisseur statique.

I.2.2. Classification des Différentes Interactions Possibles

On définit l'impédance du champ électromagnétique par:

$$Z = \left| \frac{E}{H} \right| \quad (I2-1)$$

Vue d'une victime, l'impédance d'un dipôle électrique est haute si la distance séparant la victime de la source est faible: le dipôle rayonne alors du champ électrique principalement. L'impédance d'un dipôle magnétique est basse pour une distance faible entre la source et la victime: le dipôle rayonne alors du champ magnétique. Pour ces deux dipôles, représentatifs des sources de rayonnement existantes; vue d'une victime éloignée, leur impédance ne dépend plus de la source car l'onde est alors considérée plane. La Fig. I2-2 représente ce phénomène [Pau].

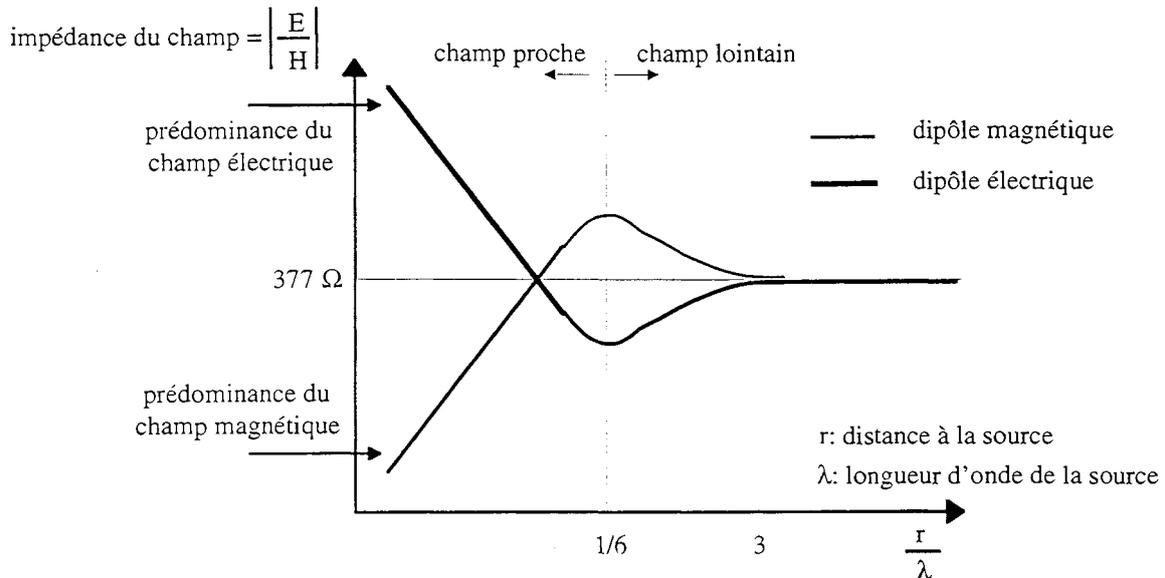


Fig. I2-2. Impédance du champ produit par un dipôle magnétique et par un dipôle électrique.

En règle générale, la littérature distingue deux façons d'exprimer les liens qui existent entre une source de perturbation et une victime:

- La première façon concerne une source et une victime éloignées et sans liaison galvanique entre-elles. Dans ce cas, on parle de champ électromagnétique. La source de perturbation est exprimée par les variations de champ électrique dE/dt et magnétique dH/dt que l'on calcule par les équations de Maxwell.

- La deuxième façon d'exprimer le lien existant entre une source de perturbation et une victime est relative à la gamme de fréquences et aux dimensions du circuit que l'on étudie. En effet, les dimensions du circuit sont faibles devant la longueur d'onde et donc le champ peut être considéré uniforme sur l'ensemble du circuit (états quasi-statiques). En effet, la longueur d'onde d'une source émettant dans un milieu à une fréquence f est:

$$\lambda = \frac{c_0}{f \sqrt{\epsilon_r}} \quad (I2-2)$$

avec: $c_0 = 3.10^8$ m/s vitesse de la lumière,
 f : fréquence émise par la source,
 ϵ_r : permittivité relative du milieu.

Dans de l'air ($\epsilon_r=1$) et de l'époxy ($\epsilon_r=4.7$), si la fréquence émise par la source est de 100 MHz, on calcule une longueur d'onde de 1.8 m. Aussi, à une distance inférieure à 30 cm, on se situe dans la zone de champ proche où l'un des deux champs (électrique ou magnétique) est prédominant.

Le phénomène de propagation peut alors être négligé. Dans ce cas, il devient beaucoup plus facile de représenter les événements par des composants discrets localisés: des capacités traduisent un couplage où le champ électrique prédomine alors que des inductances mutuelles représentent un couplage où le champ magnétique est prépondérant. Ainsi, on peut utiliser des lois de Kirchoff et non pas des plans de références, des ondes ou des équations de Maxwell. La source de perturbation est exprimée par les

variations de courant dI/dt et de tension dV/dt engendrées par le fonctionnement du convertisseur statique. C'est le type d'autoperturbation que nous allons étudier ici.

Dans l'approximation des états quasi-statiques, on peut distinguer trois types de couplages différents. Un type de couplage concerne le cas où source et victime sont liées galvaniquement: c'est le **couplage par impédance commune**. Les deux autres types de couplage sont relatifs au cas où source et victime sont proches: ce sont les couplages par influence. On distingue le **couplage inductif** (prédominance du champ magnétique) et le **couplage capacitif** (prédominance du champ électrique).

I.2.2.a) L'impédance commune

Dans le couplage par impédance commune, deux boucles électriques partagent la même impédance. Ainsi, la tension aux bornes de cette impédance est due à la somme des courants des deux boucles ou de leur dérivées.

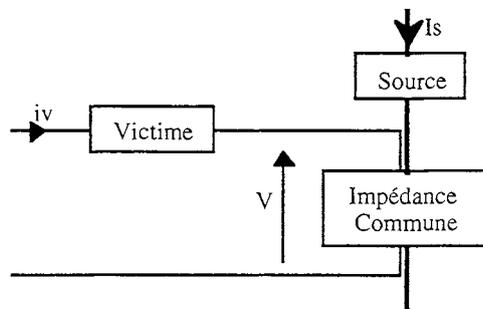


Fig. I2-3. Processus du couplage par impédance commune.

Si nous considérons une boucle victime et une boucle source où les niveaux de courants sont inégaux, le phénomène suivra le processus de perturbation décrit: le courant de source I_s sera la principale cause de la tension V induite aux bornes de l'impédance commune. Cette tension V se répercute au sein du circuit de commande et peut provoquer des troubles si sa valeur est de l'ordre de grandeur des tensions de commande.

Pour illustrer ce propos, prenons le cas d'un interrupteur commandé en tension (MOSFET) dans une cellule de commutation d'un hacheur. La cellule de commutation et son circuit de commande rapproché présentent les caractéristiques du couplage par impédance commune [Lar]. En effet, l'inductance de source L_s est commune au circuit de puissance et au circuit de commande rapproché.

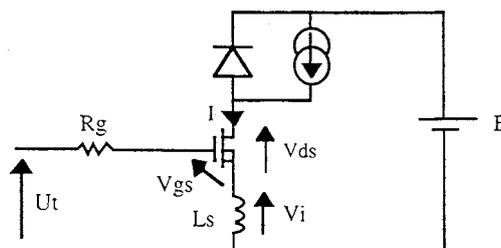


Fig. I2-4. Couplage par impédance commune au sein de la cellule de commutation.

Lors de la commutation du transistor de puissance, le courant I traversant l'inductance de source L_s

évolue entre le courant de charge et le courant nul et inversement. Un fort front de courant dI/dt est engendré par la commutation (front positif à la fermeture et négatif à l'ouverture).

Ainsi, si l'on néglige le courant de grille et ses variations devant le courant de puissance, la tension V_i induite aux bornes de l'inductance de source vaut:

$$V_i = L_s \cdot \frac{dI}{dt} \quad (I2-3)$$

Cette tension V_i va à l'encontre du courant de grille et peut troubler la commutation du transistor de puissance. Ce phénomène peut se produire aussi bien à l'ouverture qu'à la fermeture du transistor de puissance.

Une expérimentation a été effectuée avec une résistance de grille très faible. Les formes d'ondes de la Fig. I2-5 montrent une remise en conduction du transistor de puissance. Après une ouverture commandée, plusieurs commutations parasites apparaissent. Elles sont préjudiciables au bon fonctionnement du convertisseur statique, tant en terme de pertes que de performances CEM, et doivent être évitées.

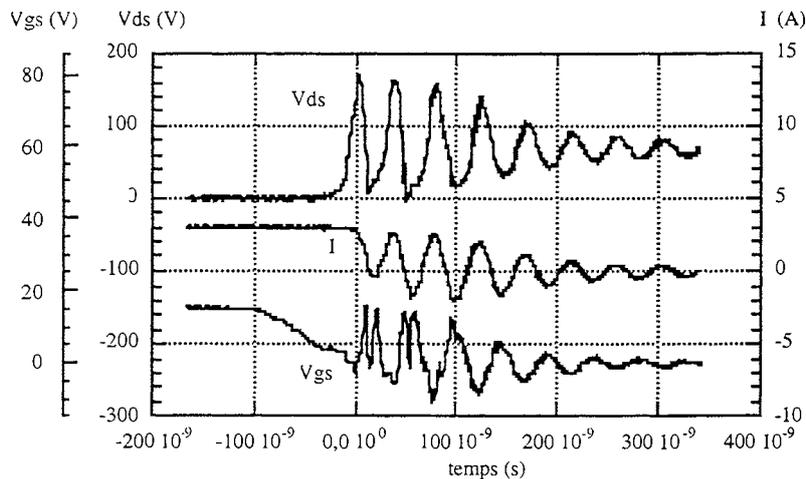


Fig. I2-5. Autoperturbation du convertisseur statique par impédance commune (formes d'ondes expérimentales).

Lors de la montée progressive en puissance, on observe que la perturbation du MOSFET par impédance commune se produit d'abord à l'ouverture plutôt qu'à la fermeture.

Une simulation sur SPICE a été effectuée en faisant varier l'inductance de source L_s entre 5 nH et 15 nH. L'augmentation de cette inductance provoque deux actions antagonistes au niveau de l'interaction puissance-commande. D'une part, elle a tendance à augmenter le couplage entre le circuit de puissance et le circuit de commande. Mais d'autre part, elle diminue le front du courant de puissance dI/dt . La tension induite à ses bornes peut donc s'écrire:

$$V_i = L_s \cdot \frac{\partial I}{\partial t}(L_s) \quad (I2-4)$$

Le front de courant de puissance dépend aussi des paramètres intrinsèques du transistor de puissance et de la résistance de grille.

La tension V_i induite aux bornes de l'impédance commune n'est donc pas maximale pour une

inductance L_s de grande valeur. La simulation de la Fig. I2-6 montre qu'une remise en conduction due à cette tension induite se produit pour une inductance commune L_s de 10 nH. Pour les valeurs supérieures à 10 nH, la commutation est simplement ralentie et les pertes par commutation seront plus importantes pour des valeurs de L_s faibles mais il n'y aura pas de blocage intempestif du semiconducteur.

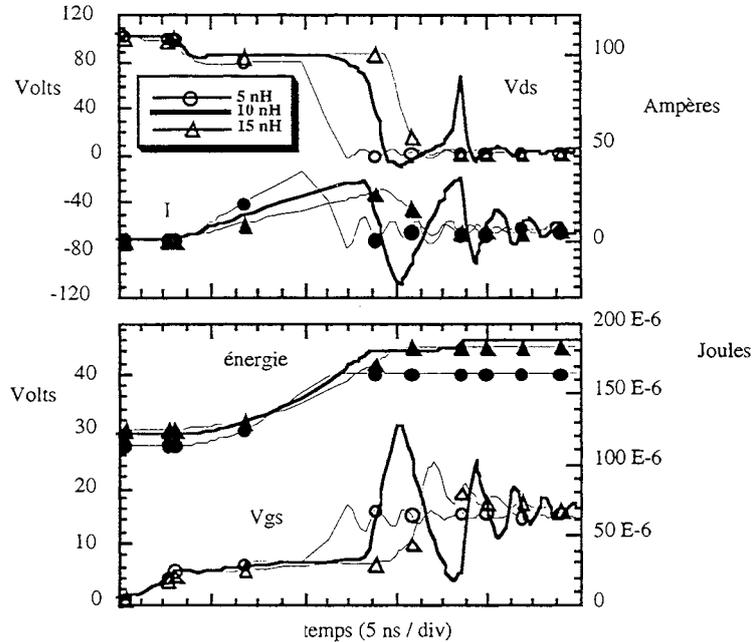


Fig. I2-6. Influence de l'inductance de source L_S sur la commutation du MOSFET (formes d'ondes simulées sur SPICE).

I.2.2.b) Le couplage inductif

Une boucle parcourue par un courant variable émet un champ magnétique variable, qui, s'il est capté par une boucle victime, induit une tension au sein de cette dernière. Le couplage inductif est caractérisé par une mutuelle dont la valeur est fonction de la géométrie et de la position relative des deux boucles.

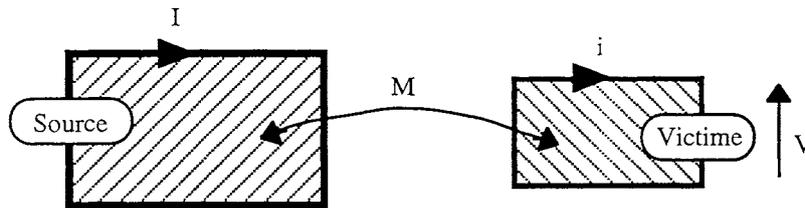


Fig. I2-7. Autoperturbation par couplage inductif.

Dans le cas des convertisseurs statiques, ce couplage inductif est fréquent. D'une part, la cellule de commutation est parcourue par un courant qui subit de fortes variations à chaque commutation et d'autre part, le circuit de commande du transistor de puissance de cette cellule est composé de quelques boucles susceptibles de recevoir une tension induite. La Fig. I2-8 montre les possibilités de couplage inductif dans un convertisseur statique (L et L_m sont les inductances parasites du câblage et M et la mutuelle entre les deux boucles considérées).

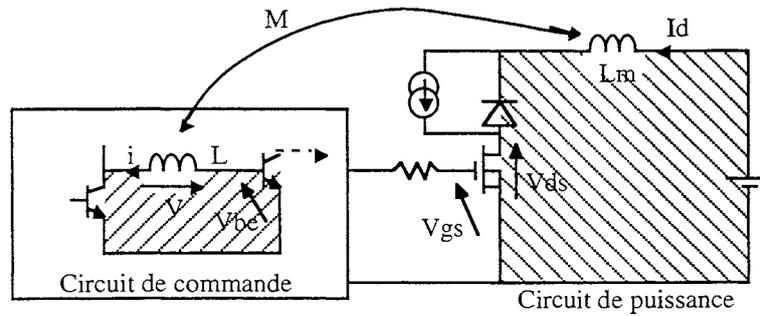


Fig. I2-8. Autoperturbation d'un convertisseur statique par couplage inductif.

La tension $V = M \frac{dI}{dt} + L \frac{di}{dt}$ induite dans la boucle de commande par couplage inductif est susceptible de perturber la victime en élevant la tension base-émetteur de celle-ci. Une simulation sur SPICE d'un circuit hacheur et sa commande montre l'autoperturbation par couplage inductif entre la boucle du circuit de puissance et une boucle de la commande lors d'un blocage du transistor de puissance.

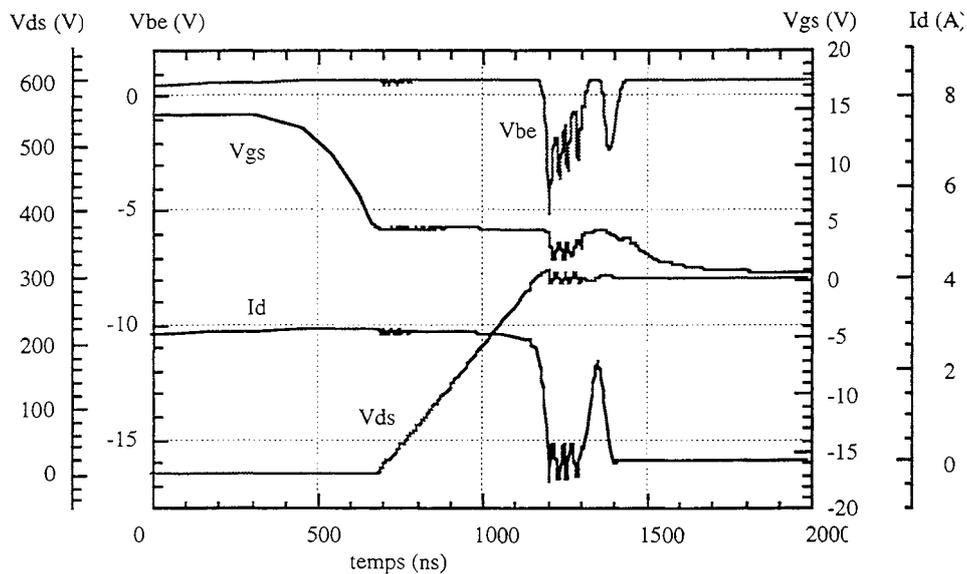


Fig. I2-9. Autoperturbation du convertisseur statique par couplage inductif (formes d'ondes simulées sur SPICE).

I.2.2.c) Le couplage capacitif

Le couplage capacitif est caractérisé par des capacités parasites liant le circuit de puissance au circuit de commande, comme le montre la Fig. I2-10.

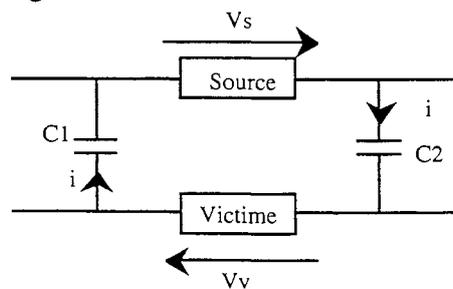


Fig. I2-10. Autoperturbation par couplage capacitif.

Les capacités parasites $C1$ et $C2$ transmettent alors un courant de perturbation i que l'on peut calculer:

$$i = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2} \cdot \left(\frac{dV_s}{dt} + \frac{dV_v}{dt} \right) \quad (\text{I2-5})$$

Si la source et la victime ont des tensions d'ordre de grandeurs différentes, on peut négliger la tension V_v devant la tension V_s . Une capacité équivalente C_{eq} peut être définie. Le courant de perturbation i devient alors:

$$i = C_{eq} \cdot \frac{dV_s}{dt} \quad (\text{I2-6})$$

avec: $C_{eq} = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2}$

Ce courant traverse la victime et est susceptible de perturber celle-ci. A l'aide de l'expression (I2-6), on distingue le processus de l'autoperturbation décrit précédemment. La source provoque un front de tension $\frac{dV_s}{dt}$ qui crée un courant perturbateur i , se propageant par le chemin C_{eq} .

Dans le cas d'un convertisseur statique et plus particulièrement d'une cellule de commutation, si l'on place la carte de commande et de puissance sur le même plan de masse, on rencontrera alors le cas de figure ci-dessus [Sce]. En effet, la commutation du transistor de puissance MOSFET engendre des fronts de tension dV/dt . Lesquels fronts génèrent un courant de mode commun dans le plan de masse par les capacités parasites entre les pistes du circuit et le plan de masse. Ces courants sont alors captés par des éléments de la commande et risquent de perturber ceux-ci, comme illustré Fig. I2-11.

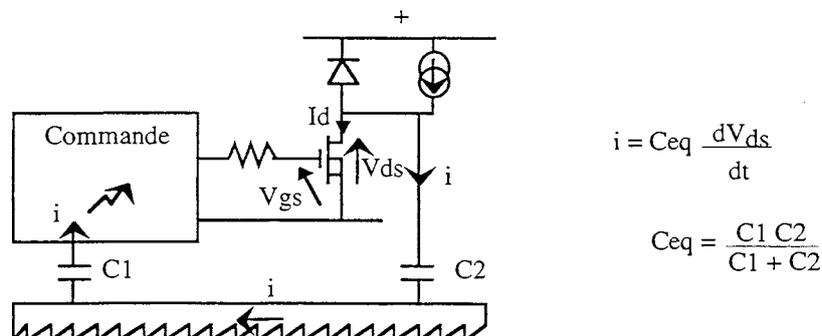


Fig. I2-11. Principe de l'autoperturbation du convertisseur statique par couplage capacitif.

Lors de l'utilisation d'un plan de masse commun à la partie puissance et la partie commande, le risque de perturbation est important. Les formes d'ondes expérimentales de la Fig. I2-12 montrent un reblocage du transistor de puissance dû à ce phénomène après une commande de mise en conduction.

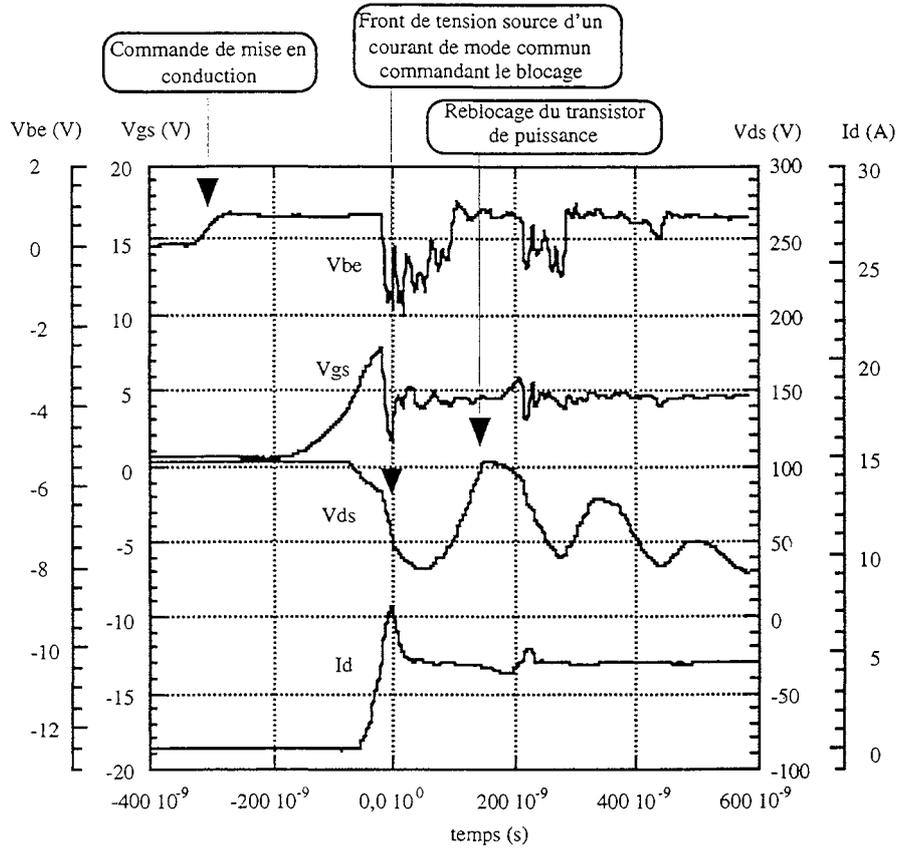


Fig. I2-12. Autoperturbation d'un convertisseur statique par couplage capacitif (formes d'ondes expérimentales).

I.3. LA RECHERCHE DE SOLUTIONS A L'INTERACTION PUISSANCE-COMMANDE

I.3.1. Objectif

Au sein des dispositifs électriques actuels, des problèmes de CEM apparaissent fréquemment. Les règles que l'on peut trouver dans la littérature restent en général qualitatives et sont le fruit d'une déduction découlant de l'observation des phénomènes et d'une expérience poussée [Col, Ott, Cha, Mar].

Bien souvent, l'intervention du spécialiste se situe lors de la phase de test du système et donc après sa conception. Les solutions sont alors coûteuses et relatives à chaque composantes de la perturbation. Il s'agit par exemple de solutions du type blindage, isolation galvanique, filtrage... Elles sont rarement généralisables et demandent pour chaque configuration le jugement d'un spécialiste. Lors de la phase de conception, certaines solutions sont tout de même proposées par des spécialistes pour prévenir les risques de perturbation. Il peut s'agir alors du positionnement des câbles de liaisons, de l'isolation des différentes masses... Cependant, si ces solutions s'adaptent au problème posé, elles restent qualitatives, donc difficilement généralisables.

De plus, la plupart des solutions proposées concernent des systèmes électroniques complexes. Ces solutions sont donc très difficilement transposables pour la conception de convertisseurs statiques d'électronique de puissance.

L'objectif que nous nous sommes fixé dans cette étude est de contribuer à l'établissement de règles de conception qui garantissent un fonctionnement correct du convertisseur statique par rapport à l'interaction puissance-commande.

I.3.2. Moyens

I.3.2.a) La simulation fine des convertisseurs statiques

La simulation fine des convertisseurs statiques peut être considérée comme un objectif à part entière tant la tâche est complexe [Piq]. Au niveau de notre approche, elle apparaît comme une démarche complémentaire mais ne constitue pas l'ossature de la méthodologie de conception que nous avons adoptée.

La simulation fine, dont le but est d'obtenir des renseignements sur les phénomènes susceptibles de se produire durant les phases de commutation requiert très évidemment une étape de modélisation fine au préalable. Implicitement, le souhait à terme d'effectuer une simulation fine nécessite de progresser continuellement dans l'élaboration de modèle de plus en plus précis des différents constituants du convertisseur; modèles de semiconducteurs, de composants passifs (magnétiques et capacitifs) et bien

sûr de la connectique qui permet de relier tous ces éléments les uns aux autres. Il s'agit donc de connaissances de plus en plus éclectiques, nécessitant les compétences de plusieurs personnes.

Ces modèles dont la complexité est très grande peuvent difficilement être considérés comme un assemblage de boîtes noires. Comment être sûr de la validité dans tous les cas de figure des assemblages de modèles ? La première réaction est celle d'être satisfait d'un partage du travail: les spécialistes du semiconducteur s'occupent de proposer des modèles extrêmement fins du semiconducteur, les spécialistes de modélisation de la connectique s'occupent quant à eux de proposer les derniers raffinements en terme d'éléments parasites à insérer autour des semi-conducteurs. Le rôle de la simulation fine est donc d'exploiter ces deux modèles simultanément sur un même simulateur. Nous pensons qu'une telle démarche ne permet pas de progresser dans la conception, et laisse une zone interdisciplinaire vierge de toute investigation. Comment par exemple expliquer tel ou tel phénomène sur les formes d'ondes en commutation obtenues par simulation quand on ne maîtrise aucun ou qu'un des deux modèles ?

La simulation fine du convertisseur consiste à implanter ces différents modèles issus parfois d'équipes de recherche différentes sur un seul et même simulateur. L'expérience des "problèmes informatiques" laisse déjà présager qu'il s'agit d'un travail de grande envergure surtout si on a la prétention d'obtenir une simulation évolutive capable d'intégrer de nouveaux modèles, de nouvelles méthodes de résolutions ou même des méthodes d'analyse et de représentation des connaissances comme les graphes de liens, les méthodes formelles ou les langages du type AHDL, sans parler des choix du matériel informatique. Et aujourd'hui, il faut bien reconnaître qu'une erreur stratégique de ce type peut conduire les équipes de recherche à des impasses. Ces problèmes, trop souvent négligés par méconnaissance ou parce que considérés du travail de l'informaticien, nécessitent une réflexion importante.

L'utilisation en conception de la simulation fine s'avère quant à elle délicate. Son principe est basé sur l'analyse de sensibilité des paramètres, schématisée par la Fig. I3-1.

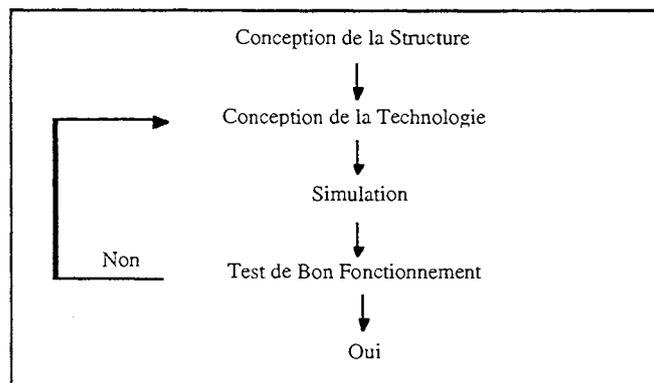


Fig. I3-1. Apport de solutions basé sur la simulation.

La simulation ne nous apparaît pas comme la réponse la mieux adaptée aux problèmes que pose la conception d'une manière générale surtout dans le domaine de l'électronique de puissance. En effet, en électronique de puissance, de multiples technologies s'affrontent, complémentaires les unes des autres et la démarche est difficilement structurable.

De très nombreux paramètres interviennent tous à la fois rendant la démarche de conception par simulation difficile à utiliser. Cette démarche nécessite de multiples essais à partir desquels il faut tirer une philosophie. Cette approche rationnelle quand les phénomènes sont régis par seulement 1, 2 ou 3 paramètres devient vite inutilisable lorsque le nombre de paramètres est beaucoup plus important, et c'est notre cas en électronique de puissance.

On voit donc en conclusion qu'il est délicat d'étudier la sensibilité des paramètres par l'utilisation exclusive de la simulation. La simulation peut être considérée comme une aide pour la conception mais ne permet pas de dégager des règles de conception.

I.3.2.b) La simulation inverse

La méthodologie que nous avons utilisée est très différente de la simulation.

Afin de dégager des règles de conception technologiques, l'idée est de faire en sorte que la technologie ne soit pas une donnée, comme dans la simulation, mais un résultat. Cette méthode permet d'éviter le rebouclage autour d'une simulation et constitue une approche conception.

Cette méthode est appelée "simulation inverse" car son principe consiste à inverser l'ordre du déroulement de la simulation. Ainsi, la technologie n'est plus une donnée mais un résultat et le fonctionnement correct n'est plus un test mais un critère donc une donnée. Le schéma de la Fig. I3-2 rend compte de son principe. Dans les deux cas, la structure est une donnée du problème.

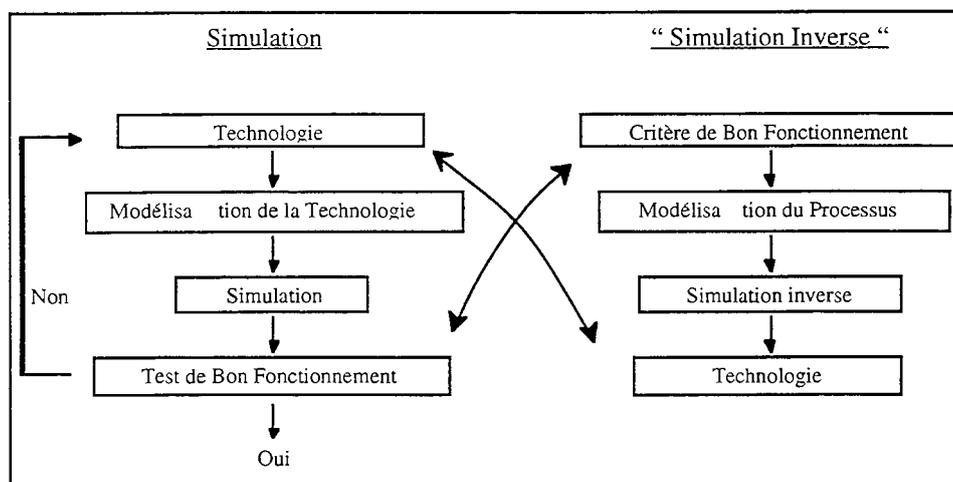


Fig. I3-2. Comparaison entre l'approche simulation et l'approche "simulation inverse".

La contrainte de cette nouvelle méthode est liée au fait que la connaissance du phénomène doit être plus poussée que pour une simulation. Il faut par exemple modéliser le processus de l'autoperturbation. Un critère de bon fonctionnement doit être choisi et le traitement des modèles est plus complexe. Mais l'avantage de cette approche est d'éviter le rebouclage et d'apporter des règles de conception technologique.

Afin d'effectuer cette simulation inverse, des modèles simples ont été développés. La sensibilité des différents paramètres peut ainsi être déterminée aisément. Ces modèles sont ensuite enrichis d'étape en étape et comparés à l'expérimentation. Cette méthode va donc au-delà d'une simple simulation et permet d'acquérir une compétence sur les phénomènes d'interaction puissance-commande. Elle est le

point de départ d'une élaboration de règles de conception technologique des convertisseurs statiques vues de l'interaction puissance-commande.

I.3.2.c) Méthodologie d'élaboration de règles

La méthodologie de conception que nous avons pour l'instant retenue consiste à :

- utiliser des modèles de comportement simples facilement manipulables,
- déterminer à partir d'un analyse de sensibilité de ces modèles l'ensemble des configurations dont le fonctionnement est a priori garanti. Les configurations que l'on peut écarter d'emblée pourront être repérées afin de réduire l'ensemble des solutions,
- effectuer un dimensionnement complet du convertisseur statique à partir des données précédentes,
- vérifier a posteriori grâce à la simulation fine que l'utilisation de modèles simplifiés n'a pas conduit à des dimensionnements aberrants. Cette validation finale peut être faite soit par l'expérimentation, soit par la simulation (économie d'un prototype) si les modèles complexes mis en oeuvre ont été parfaitement validés. Dans ce cas, on peut se permettre la simulation de systèmes complexes mettant justement en oeuvre des modèles fins mais très gourmands en temps de calcul- méthode qui serait inutilisable lors d'une démarche de conception où le temps de calcul est primordial. Cette méthodologie est schématisée par la Fig. I3-3.

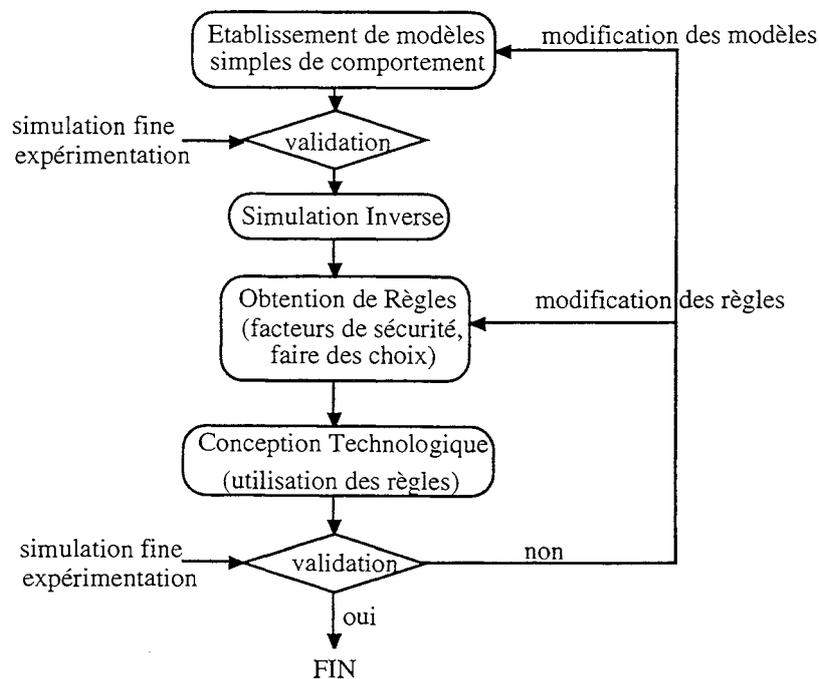


Fig. I3-3. Méthodologie d'élaboration de règles.

I.4. CONCLUSION

Le concepteur de convertisseurs statiques est de plus en plus confronté à des problèmes de CEM. Ceux-ci ont été scindés en trois modes d'action considérés comme indépendants les uns des autres. Pour l'instant, on ne s'intéresse pas aux champs rayonnés E et H simultanément par la cellule de commutation et qui eux aussi sont susceptibles de provoquer des dysfonctionnements de la carte de commande. Il faut noter que les gammes de fréquences dans lesquelles émettent les semiconducteurs en commutation permettent de reléguer ce type d'action au second plan et ce d'autant plus que les dimensions sont faibles devant la longueur d'onde.

Par ailleurs, pour chacun des types de couplages, la démarche définie par l'organigramme de la Fig. I3-3 sera suivie. Cependant, la portée de cette démarche est limitée par le compromis entre la pertinence et la complexité des modèles utilisés.

La simulation fine apparaît dans cet organigramme comme un outil complémentaire pour le concepteur. Toutefois, la recherche de règles de conception reste notre objectif principal.

CHAPITRE II

Modélisation Technologique en vue d'une Simulation Fine

II.1 Introduction	33
II.2 La Connectique dans l'Interaction Puissance-Commande	34
II.2.1 la connectique dans le couplage inductif.....	34
II.2.2 la connectique dans le couplage par impédance commune.....	44
II.2.3 la connectique dans le couplage capacitif.....	46
II.2.4 conclusion.....	52
II.3 Les Composants Actifs	53
II.3.1 introduction.....	53
II.3.2 le transistor bipolaire bas signal.....	53
II.3.3 le MOSFET de puissance.....	58
II.4 La Simulation Fine	69
II.4.1 principe.....	69
II.4.2 application.....	70
II.4.3 conclusion.....	76
II.5 Conclusion	77

II.1. INTRODUCTION

La maîtrise des problèmes causés par l'autoperturbation nécessite une bonne connaissance du mécanisme de l'autoperturbation. Ce mécanisme doit donc être démonté en distinguant chacun des éléments qui le constitue. Le chapitre précédent a mis en évidence le processus source-chemin-victime. Dans l'étude proposée, relative au convertisseur statique, la source de perturbation est un composant de puissance, la victime est un composant de la commande et le chemin est assuré par les éléments parasites de la connectique. Ainsi, deux composantes, liées à la structure et la technologie d'un convertisseur statique interviennent dans l'autoperturbation par interaction entre la puissance et la commande: les composants actifs et la connectique.

Dans le but de connaître avec précision le fonctionnement du convertisseur statique et de prévoir ses risques de dysfonctionnement, une modélisation fine de ces deux composantes est abordée dans cette partie. Cette connaissance sera aussi utilisée pour avoir une vue d'ensemble de la simulation fine des convertisseurs statiques.

Ce chapitre se décompose en trois parties. Dans une première partie, la connectique utilisée pour l'électronique de puissance est étudiée avec précision sous l'angle de l'interaction entre la puissance et la commande. Les composants actifs sont l'objet de la seconde partie. Plusieurs niveaux de modélisation, utilisés dans le troisième chapitre sont proposés. Enfin, la dernière partie de ce chapitre traite de la simulation fine du fonctionnement des convertisseurs statiques.

II.2. LA CONNECTIQUE DANS L'INTERACTION PUISSANCE-COMMANDE

Le terme "connectique" est à comprendre au sens large. La fonction du convertisseur statique est assurée par une structure. Cette structure est composée de différents éléments reliés par des conducteurs électriques: pistes de cuivre de circuit imprimé, fils de cuivre, barres de cuivre, plaques, pattes de composants... Tous ces éléments de connectique ne sont malheureusement pas idéaux et introduisent des termes parasites qui peuvent jouer un rôle non négligeable dans le fonctionnement du convertisseur. Ainsi, une boucle conductrice possède une inductance et influence les autres boucles par des effets d'induction; de même la présence d'un plan de masse ou la proximité d'autres conducteurs introduit des effets capacitifs.

La rapidité des commutations augmente l'influence des éléments parasites introduits par la connectique. Cette influence peut entraîner le dysfonctionnement du convertisseur statique. Il est donc nécessaire de prendre en compte ces éléments dès la conception.

L'étude de la connectique a été partagée suivant les trois modes de couplages déjà décrits. Le principe de cette étude est d'établir des modèles de la connectique à partir de sa géométrie. Des formulations existent dans la littérature et seront largement utilisées pour atteindre l'objectif.

II.2.1. La Connectique dans le Couplage Inductif

La notion d'inductance et de mutuelle n'a de sens que pour une boucle de courant. Dans tous les cas de figures, il existe une boucle pour assurer le retour du courant, même si parfois le retour peut présenter plusieurs chemins, les uns intentionnels, les autres non. Cependant, afin de faciliter l'analyse du couplage inductif, la notion d'inductance ou de mutuelle partielle peut être introduite. Cette notion a été largement explicitée par Jean-Luc Schanen [Sch]. Son avantage réside dans la discrétisation d'une boucle en éléments simples.

Le principe, à partir duquel la notion d'inductance partielle est développée, est la discrétisation de la boucle en segments. Chacun de ces segments contribue à l'inductance totale de la boucle. L'importance de cette contribution est déterminée par les termes d'inductances-mutuelles partielles. Ces termes peuvent être calculés à l'aide des formulations analytiques développées par Hoer et Love [Hoe]. Ces formulations découlent d'intégrations successives et concernent le calcul de la mutuelle entre deux conducteurs parallèles de section rectangulaire. La mutuelle entre deux conducteurs perpendiculaires, quant à elle, est nulle. L'effet de la fréquence peut être pris en compte en décomposant le conducteur en un nombre fini de conducteurs parallèles et en appliquant à chacun d'eux les formulations citées [Wee]. Le logiciel InCa, développé au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble par Edith Clavel, permet de s'affranchir de la lourdeur des calculs en automatisant le passage de la géométrie des conducteurs à leurs modèles inductifs équivalents.

Cependant, cette notion d'inductance-mutuelle est une notion abstraite. Aussi, il faudra s'attacher à

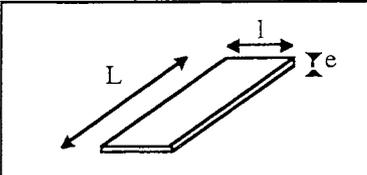
calculer l'inductance d'une boucle et la mutuelle entre boucles lors de l'étude du couplage par effet induit.

Les différents cas étudiés concernent les éléments parasites inductifs introduits par la connectique. Cette connectique se présente sous des formes diverses. La liste des cas étudiés n'est nullement exhaustive mais couvre un large éventail des possibilités technologiques utilisées par l'industriel pour assurer la connexion entre deux composants de sa structure. Ainsi, nous étudierons tout d'abord le couplage entre deux boucles de circuit imprimé pour diverses configurations. L'influence du plan de masse sera observée et donnera des indications pour l'utilisation du Substrat Métallique Isolé (SMI) par exemple. La deuxième partie concerne la modélisation des fils d'amenée de courant qui peuvent exister dans la connexion entre cartes électroniques. Enfin, l'influence des boîtiers des composants sera l'objet de la troisième partie. En effet, ces boîtiers participent au rebouclage du courant et peuvent influencer les caractéristiques inductives de la boucle de courant.

II.2.1.a) Le circuit imprimé

II.2.1.a1) Introduction

La technologie du circuit imprimé consiste en une fine couche de cuivre posée sur un substrat non conducteur. L'épaisseur de la piste est ainsi très faible devant la largeur et la longueur. En électronique de puissance, les dimensions de pistes ont "l'ordre de grandeur" typique de la Fig. II2-1.



Longueur L	Largeur l	Epaisseur e
3 cm	0.5 cm	0.01 cm

Fig. II2-1. Ordre de grandeur des dimensions de piste de circuit imprimé utilisé pour l'électronique de puissance.

Les composants de puissance sont source de pertes énergétiques par conduction et par commutation pouvant devenir vite non négligeables. Ces pertes sont autant de calories qu'il faut évacuer au moyen de dissipateur thermique. Celui-ci constitue un plan de masse susceptible d'influencer les caractéristiques inductives des pistes. Le Substrat Métallique Isolé (SMI), parce qu'il allie les avantages d'une évacuation des calories plus aisée ainsi que d'une implantation des composants facilitée, est de plus en plus utilisé par les industriels. L'influence de ce plan de masse sur les inductances et mutuelles est à prendre en considération.

II.2.1.a2) Influence de la position relative de deux boucles sur leur mutuelle

a21) Calcul de la mutuelle entre deux boucles situées sur des plans parallèles

Les boucles de circuit imprimé choisies sont des boucles rectangulaires. Chaque boucle est partagée en quatre segments constituant le rectangle. Un sens de circulation du courant arbitraire est choisi pour

chacune des boucles. La configuration est alors celle de la Fig. II2-2.

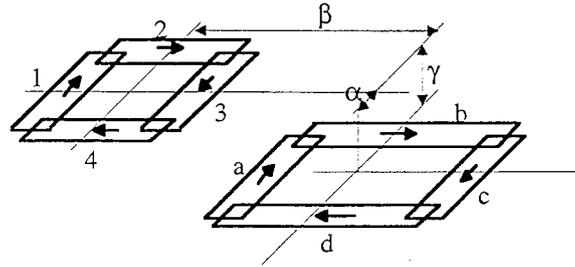


Fig. II2-2. Configuration d'étude.

Ainsi, la mutuelle entre les deux boucles résulte des mutuelles entre chaque segment des deux boucles. Les segments orthogonaux ont une mutuelle nulle. On peut alors calculer:

$$M_{ut} = M_{a1} - M_{a3} - M_{c1} + M_{c3} + M_{b2} - M_{b4} - M_{d2} + M_{d4} \quad (II2-1)$$

où M_{a1} est la mutuelle existant entre l'élément a et l'élément 1.

Le calcul de chacun des termes s'effectue à l'aide de la formulation développée par Hoer et Love. Pour le calcul de la mutuelle entre deux segments, la formulation entre rubans convient car l'épaisseur de piste est négligeable devant la largeur et la longueur de piste. La configuration est celle de la Fig. II2-3.

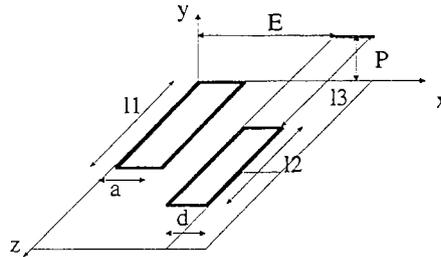


Fig. II2-3. Mutuelle entre deux rubans parallèles.

L'expression de la mutuelle entre ces deux rubans est alors :

$$M_t = \frac{1}{ad} \left[\begin{array}{l} \frac{x^2 - P^2}{2} z \ln(z + \sqrt{x^2 + P^2 + z^2}) + \frac{z^2 - P^2}{2} x \ln(x + \sqrt{x^2 + P^2 + z^2}) \\ - \frac{1}{6} (x^2 - 2P^2 + z^2) \sqrt{x^2 + P^2 + z^2} - xPz \tan^{-1} \frac{xz}{P \sqrt{x^2 + P^2 + z^2}} \end{array} \right] \begin{array}{l} E - a, E + d \\ (x) \\ E + d - a, E \end{array} \begin{array}{l} I_3 - I_1, I_3 + I_2 \\ (z) \\ I_3 + I_2 - I_1, I_3 \end{array}$$

avec :

$$\left[\begin{array}{l} [f(x,z)]_{q^1, q^3} \\ [f(x,z)]_{q^2, q^4} \end{array} \right]_{s^1, s^3}^{s^2, s^4} (z) \equiv \sum_{i=1}^4 \sum_{k=1}^4 (-1)^{i+k} f(q_i, s_k) \quad (II2-2)$$

La valeur de la mutuelle est donnée en nH pour des longueurs en cm. Ce calcul a été implanté sur un logiciel de calcul numérique (MATHCAD) permettant l'étude de l'influence de la position relative de deux boucles sur leur mutuelle.

a22) *Boucles superposées*

Lors de l'implantation d'un circuit de commande au-dessus du circuit de puissance, le cas de figure de deux boucles superposées apparaît. L'effet induit d'une boucle sur l'autre, représenté par la mutuelle les reliant, dépend de leur géométrie et de leur position relative. Deux boucles sur deux plans parallèles sont choisies.

Lorsque ces deux boucles sont centrées, et lorsque l'on fait varier la hauteur les séparant, l'influence de cette hauteur sur la mutuelle entre ces deux boucles peut être définie. La Fig. II-4 montre ces variations, ainsi que les dimensions de chacune des boucles.

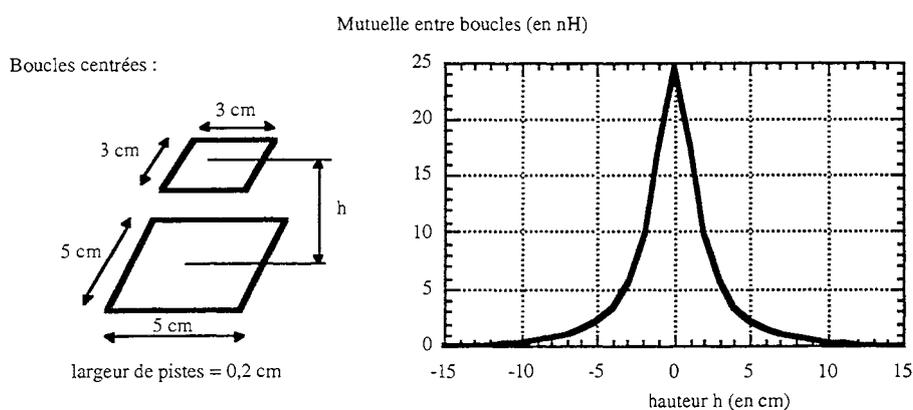


Fig. II-4. Influence de la hauteur séparant deux boucles superposées sur leur mutuelle.

Au-dessous de 5 cm de hauteur, la valeur de la mutuelle peut devenir importante.

Lorsque ces deux boucles sont séparées d'une hauteur de 1 cm, l'influence du décalage entre les deux boucles sur leur mutuelle peut être observée comme le montre la Fig. II-5.

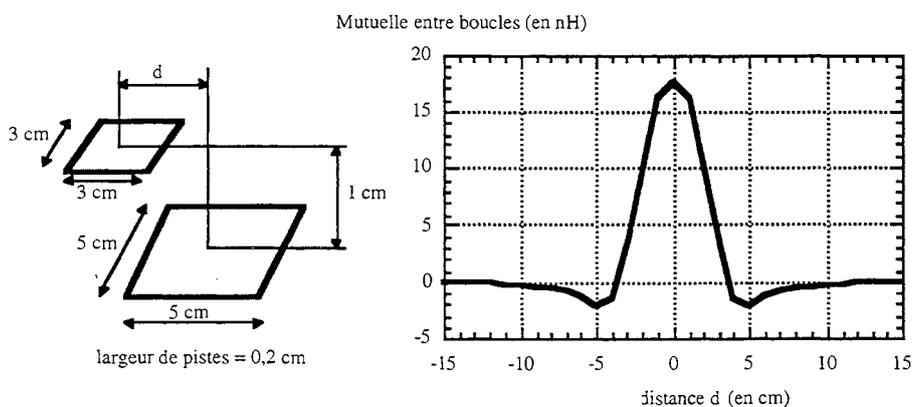


Fig. II-5. Influence du décalage entre deux boucles superposées sur leur mutuelle.

Lorsque la configuration se rapproche de celle où les boucles sont centrées, la mutuelle n'est plus négligeable.

a23) Boucles appartenant au même plan

Lorsque les boucles appartiennent au même plan, l'influence du décalage entre les boucles, comme le montre la Fig. II2-6, ainsi que l'influence de la distance séparant les deux boucles, montrée par la Fig. II2-7, peuvent être étudiées.

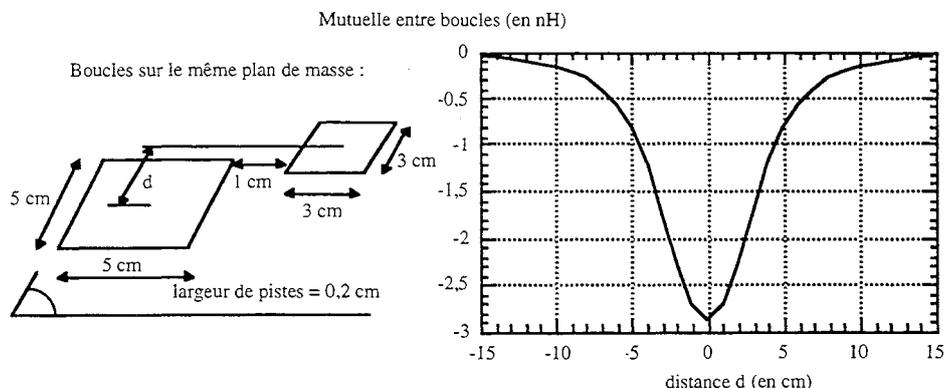


Fig. II2-6. Influence du décalage entre deux boucles appartenant au même plan sur leur mutuelle.

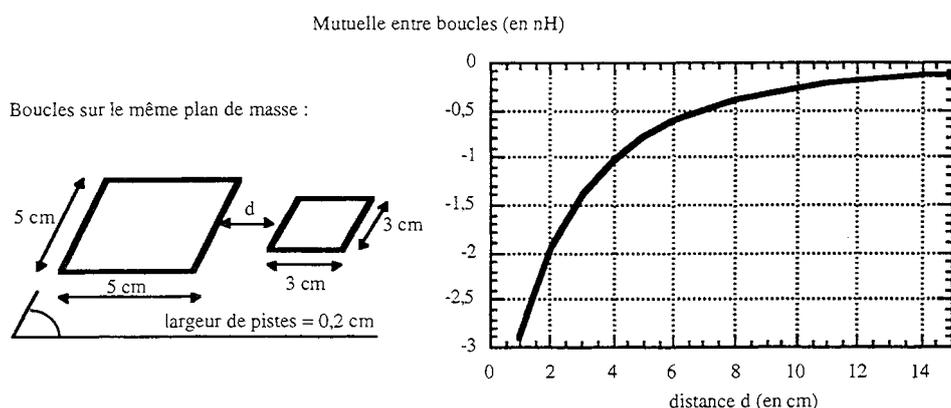


Fig. II2-7. Influence de la distance séparant deux boucles appartenant au même plan de masse sur leur mutuelle.

Dans ces deux cas de figures, la mutuelle entre les deux boucles atteint difficilement 3 nH.

II.2.1.a3) Influence du plan de masse sur l'inductance d'une boucle

a31) Calcul de l'inductance d'une boucle située sur un plan de masse

La méthode des images prend en compte le plan de masse considéré comme parfait; l'effet inductif d'un conducteur situé à une distance h d'un plan de masse est le même que celui de deux conducteurs parallèles distants de $2h$ et dont les effets s'opposent. L'inductance résultante d'un conducteur partiel sur un plan de masse est ainsi égale à l'inductance de cet élément auquel est soustrait l'effet mutuel induit par son image, comme le montre la Fig. II2-8.

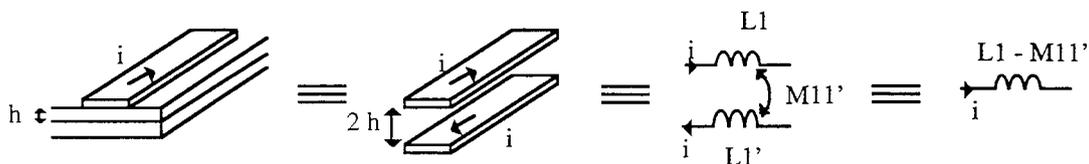


Fig. II2-8. Application de la méthode des images au calcul de l'inductance partielle d'un élément conducteur sur un plan de masse.

La boucle choisie est un rectangle que l'on décompose en éléments simples. Sa boucle image est parcourue par un courant opposé. La configuration est ainsi celle de la Fig. II2-9.

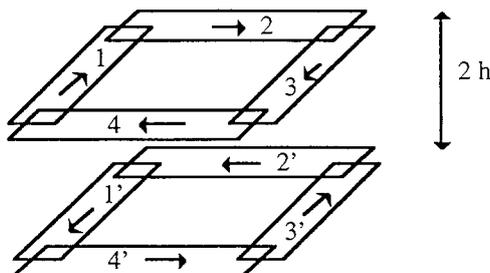


Fig. II2-9. Configuration du modèle d'une boucle rectangulaire sur plan de masse.

Finalement, l'inductance de la boucle peut se calculer à l'aide des inductances et mutuelles partielles:

$$L = L1 - M11' + M13' + L2 - M22' + M24' + L3 - M23' + M31' + L4 - M44' + M42' - 2M13 - 2M24 \quad (II2-3)$$

où $M13'$ est la mutuelle entre l'élément 1 et l'image de l'élément 3,
 $L2$ est l'inductance partielle de l'élément 2.

Le calcul de chacun des termes s'effectue à l'aide de la formulation entre rubans décrite précédemment.

a32) Etude de l'influence de la distance au plan de masse sur l'inductance d'une boucle

L'influence de la distance au plan de masse sur l'inductance d'une boucle peut être étudiée comme le montre la Fig. II2-10.

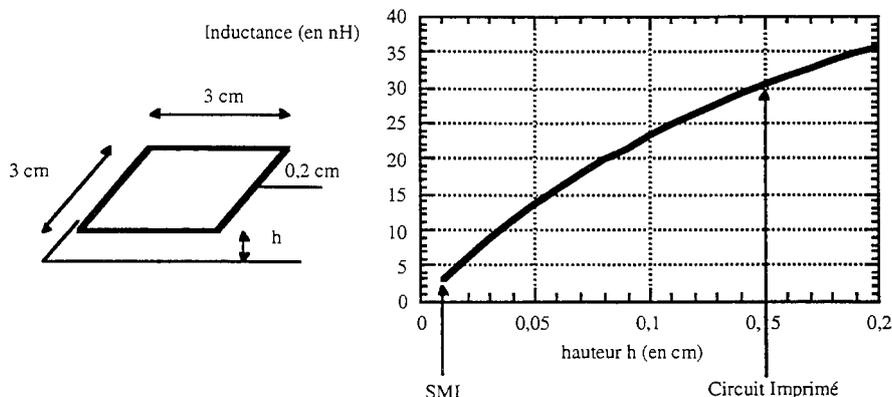


Fig. II2-10. Influence de la distance au plan de masse sur l'inductance d'une boucle.

En comparant le cas du circuit imprimé sur plan de masse et le SMI, on s'aperçoit que les effets

inductifs peuvent être très vite négligeables sur le SMI. Ce qui est vrai pour une inductance l'est aussi pour toutes les mutuelles existant entre deux boucles d'un circuit.

II.2.1.b) Les fils d'amenée de courant

Les fils d'amenée de courant sont utilisés pour connecter deux cartes ensemble ou une carte et un composant externe. Afin de limiter les effets induits sur la boucle formée par le fil d'aller et le fil de retour, ces deux fils sont le plus souvent torsadés. L'inductance de la boucle est aussi réduite puisque les fils aller et retour s'influencent fortement.

Un modèle pour deux fils torsadés a été envisagé. La torsade élémentaire a été modélisée par des segments linéaires de directions parallèles à celles des axes d'un repère orthonormé. Le modèle choisi est celui de la Fig. II2-11.

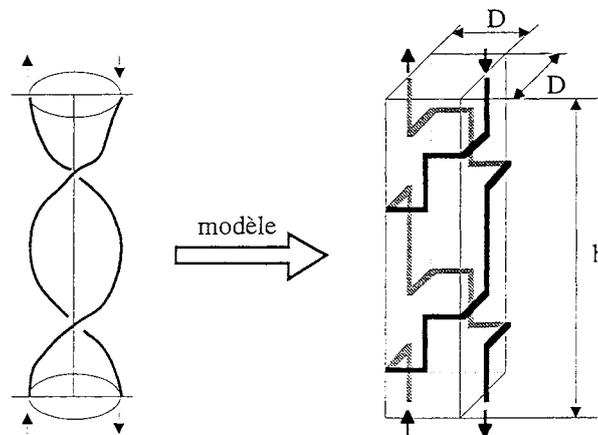


Fig. II2-11. Modélisation de fils torsadés.

Ainsi, dans ce modèle, chaque fil parcourt les quatre faces d'un parallélépipède de section carré $D \times D$. Les segments représentant les fils évoluent donc dans l'espace mais sont toujours parallèles ou perpendiculaires entre eux, afin de rendre les calculs possibles. Les calculs de mutuelle ont été effectués à l'aide de la formulation entre barres de Hoer et Love avec une section carré de $1\text{mm} \times 1\text{mm}$. L'inductance totale du fil torsadé résulte d'une somme de mutuelles. On obtient une expression en fonction de la longueur totale, du nombre de torsades et de la distance D entre axes. Cette expression a été implantée dans MATHCAD.

Pour valider la modélisation précédente, nous avons calculé l'inductance de la ligne bifilaire non-torsadée.

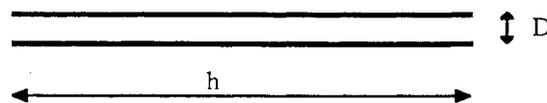


Fig. II2-12. Modèle bifilaire du torsadage.

Des mesures sur pont d'impédance [HP] ont été effectuées sur un fil torsadé de 18 cm de long. L'influence du nombre de torsades a ainsi pu être étudiée et comparée aux formulations développées. La distance D entre axes a été évaluée à 2 mm.

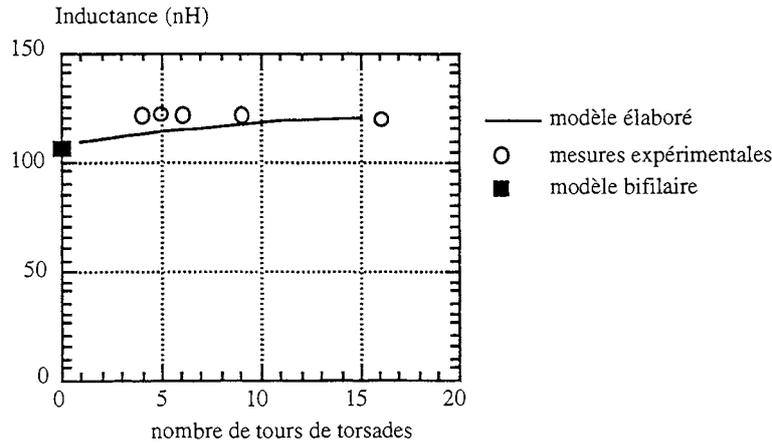


Fig. II-2-13. Influence du nombre de torsades sur l'inductance du fil.

Les modèles sont relativement proches des mesures expérimentales. Les mesures montrent que l'inductance est pratiquement indépendante du torsadage pour une distance D donnée.

A l'aide du modèle élaboré, l'influence de la distance D entre axes sur l'inductance a été étudiée. La Fig. II-2-14 représente cette étude.

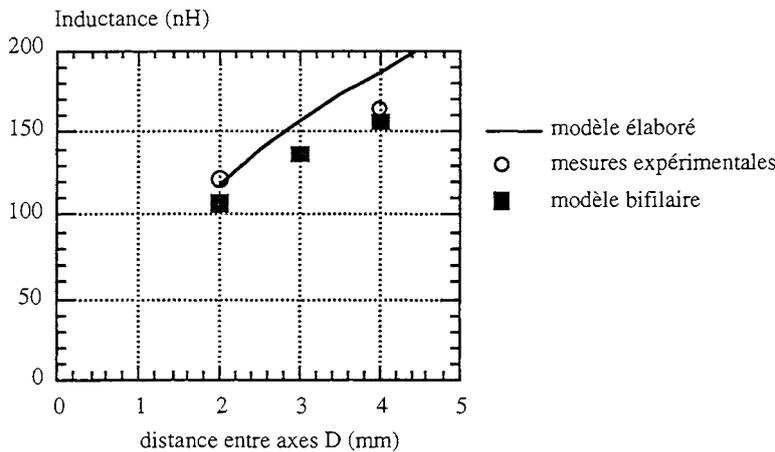


Fig. II-2-14. Influence de la distance entre axes sur l'inductance du fil.

Ainsi, la valeur de l'inductance d'un fil torsadé est très sensible à la distance entre axes des fils aller et retour. Un modèle complexe est inutile si les dispersions sont importantes au niveau de la fabrication et de l'implantation du torsadage de fils.

Le paramètre le plus influent sur l'inductance du torsadage est la distance entre fils. Aussi, lors de la mise en place de fils d'amenée de courant, il est nécessaire de s'assurer que l'écart entre fils et le plus faible possible. Le moyen le plus efficace reste encore le torsadage.

II.2.1.c) Les boîtiers de composants

Chaque composant est constitué de l'élément fonctionnel et de fils ou pattes permettant de faire la jonction entre l'élément et la piste du circuit. Ces fils ou pattes ont leur propre inductance et mutuelle parasites qui peuvent ne pas être négligeables. Les constructeurs de composants actifs de puissance donnent des indications sur les inductances de pattes. L'étude de l'influence du plan de masse sur les

inductances et mutuelles de conducteurs a montré que le plan de masse réduit de façon conséquente les valeurs des inductances et mutuelles et ce d'autant plus que le plan de masse est proche des conducteurs. Mais le trajet du courant n'est pas toujours situé dans le même plan. Ainsi, lorsque l'on place des composants sur le circuit, ceux-ci sont souvent surélevés par rapport au plan des pistes. Dans le cas du SMI, cette surélévation peut provoquer des inductances de boucle plus élevées. Ainsi, sur SMI, l'inductance d'une boucle peut être due principalement aux inductances internes au boîtier de composants (actifs ou passifs).

Afin d'illustrer nos propos, une application est proposée. Elle concerne le calcul de l'inductance d'une boucle de circuit imprimé. Deux configurations sont étudiées. La première est une boucle de circuit imprimé dont le schéma et les dimensions sont celles de la Fig. II2-15.

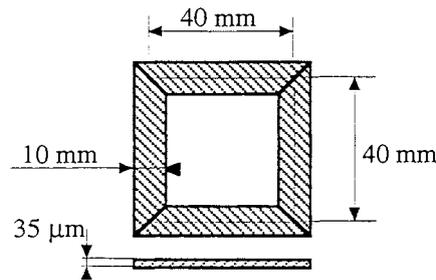


Fig. II2-15. Dimensions de la boucle simple de circuit imprimé.

La deuxième est relative à la même boucle mais comprenant un pont. Ses dimensions sont celles de la Fig. II2-16.

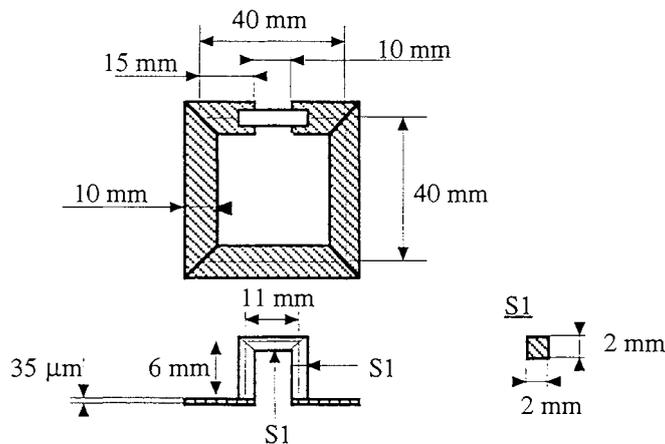


Fig. II2-16. Dimensions de la boucle de circuit imprimé avec pont.

De plus, ces deux boucles seront étudiées sans plan de masse et sur SMI dont la hauteur de diélectrique est de 100 μm.

La fréquence de fonctionnement choisie pour les calculs est de 1 MHz.

En ce qui concerne la boucle simple de la Fig. II2-15, le modèle inductif de cette boucle, ainsi que les valeurs de l'inductance de la boucle sans plan de masse et sur SMI sont donnés par la Fig. II2-17.

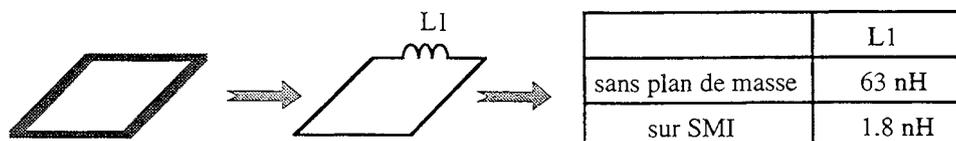


Fig. II2-17. Inductance de la boucle simple.

Le SMI réduit très fortement la valeur de l'inductance de la boucle.

La boucle avec pont, quant à elle, a été modélisée dans un premier temps par deux inductances couplées, dont l'une correspond à la piste et l'autre au pont. A partir de ces données, on peut alors retrouver l'inductance totale de la boucle ainsi formée. Le modèle inductif de cette boucle ainsi que les résultats des calculs sont donnés dans la Fig. II2-18.

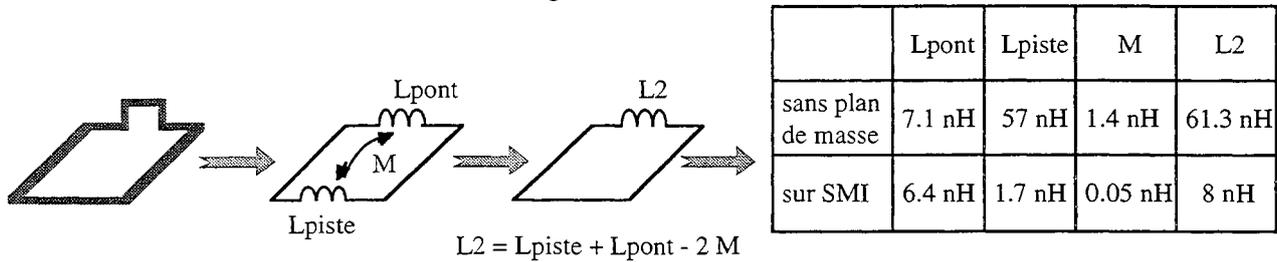


Fig. II2-18. Inductance de la boucle avec pont.

Si l'on compare la valeur de l'inductance de la boucle avec ou sans pont, on voit que sans plan de masse, l'écart est très faible (1.7 %) alors que sur SMI, l'écart vaut 78 %. L'inductance du pont est en fait très peu influencée par le plan de masse alors que l'inductance de la piste est très fortement réduite par la présence du plan de masse.

Par conséquent, sur SMI, l'inductance d'une boucle est le plus souvent constituée par les éléments autres que les pistes qui sont proches du plan de masse. Il s'agit en particulier des boîtiers de composants. Donc, pour caractériser un circuit sur SMI en terme inductif, il est nécessaire de modéliser les boîtiers de composants plutôt que les pistes imprimées. De plus, afin de ne pas perdre ce côté intéressant du SMI consistant à réduire les inductances, il est préférable de monter les composants au plus près du substrat (comme les composants CMS par exemple).

Une modélisation des inductances d'un boîtier de composant a été effectuée [Cla]. Le composant IRFP450 dans le boîtier TO247 a été modélisé en terme inductif. La modélisation géométrique des connections internes au boîtier a été possible grâce à une visualisation par rayons X du composant. Les dimensions des fils de bonding ont été estimées d'après des coupes successives du composant par fraisage. A partir de cette géométrie, la modélisation inductive du composant a été effectuée à l'aide d'InCa. La Fig. II2-19 montre les photographies au rayon X et le modèle inductif du composant.

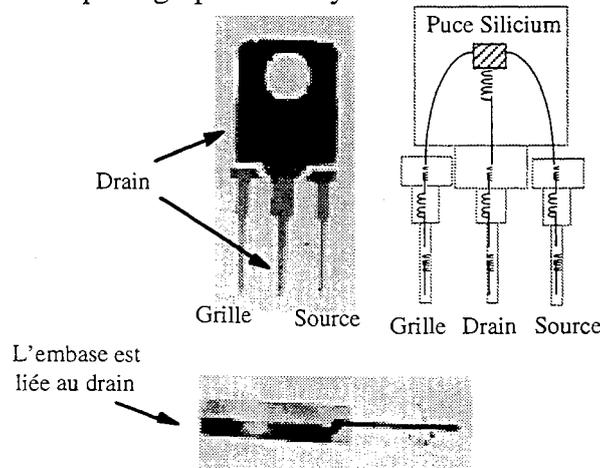


Fig. II2-19. Modèle inductif du composant.

Les valeurs des inductances des trois pattes de grille, drain et source ont été calculées. L'embase étant

liée au drain, deux valeurs différentes de l'inductance de drain existent selon que le drain est connecté par l'embase ou par la patte. Les valeurs des inductances du boîtier sont données dans le tableau ci-dessous avec les valeurs indiquées par le constructeur.

Inductances (nH)	Modélisation InCa	Données du constructeur
inductance de drain Ld	4.7 - 19.1	5.0
inductance de source Ls	12.6	13.0
inductance de grille Lg	12.6	non donnée

Fig. II2-20. Inductances du boîtier TO247 du MOSFET IRFP450.

Il est ainsi possible de caractériser les inductances induites par les boîtiers de composants.

II.2.1.d) Conclusion

Différents aspects de couplage par effet mutuel entre une boucle de puissance et une boucle de commande ont été abordés. La liste n'est pas exhaustive et pourrait être poursuivie. Cependant, elle reflète la plupart des problèmes rencontrés. Mais, dans la majorité des circuits électroniques, tous les aspects énumérés interagissent les uns avec les autres et le problème se complique très vite.

Cependant, les remarques faites dans chaque partie permettent de dégager des règles d'implantation de circuit. Ainsi, le tableau de la Fig. II2-21 donne un ordre de grandeur des mutuelles existantes entre deux boucles de circuit imprimé en fonction de la position relative des boucles et du substrat utilisé.

		
Circuit Imprimé	3 nH	20 nH
Circuit Imprimé sur plan de masse	1 nH	5 nH
SMI	ϵ nH	ϵ nH

Fig. II2-21. Ordre de grandeurs de mutuelles entre boucles.

Le SMI est intéressant à cet égard car il réduit les mutuelles entre boucles de manière importante.

II.2.2. La Connectique dans le Couplage par Impédance Commune

L'ensemble comprend des composants actifs: le transistor de puissance et la diode. Ces composants sont situés dans des boîtiers qui comportent des éléments parasites inductifs dus à la connectique entre la puce et l'extérieur du boîtier. Les composants sont connectés entre eux par les pistes du circuit

imprimé dont les inductances parasites participent au fonctionnement de la cellule de commutation.

II.2.2.a) Modèle inductif

Un modèle inductif de la cellule de commutation et sa commande rapprochée peut être déterminé. Le modèle est celui de la Fig. II2-22.

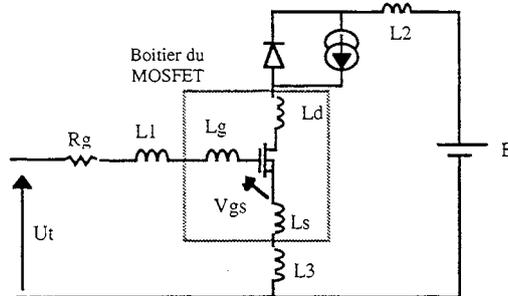


Fig. II2-22. Modèle inductif de la cellule de commutation.

Les inductances L_s , L_d et L_g sont les inductances internes au boîtier. Les inductances L_1 , L_2 et L_3 sont les inductances partielles des pistes du circuit. Toutes ces inductances partielles sont couplées entre elles par des inductances mutuelles. Les valeurs de ces inductances et mutuelles sont liées à la géométrie des éléments de connectique en présence et peuvent être déterminées au moyen de formulations analytiques. Le logiciel InCa intègre ces formulations.

II.2.2.b) Modèle inductif simplifié

De façon à mieux gérer le problème, on peut regrouper les termes. Le modèle est alors celui de la Fig. II2-23.

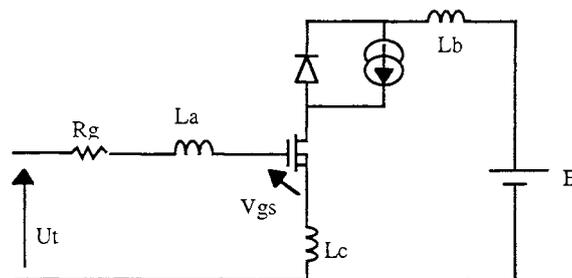


Fig. II2-23. Modèle inductif mathématique.

Le grand avantage de cette représentation réside dans le fait que les trois inductances L_a , L_b et L_c sont découplées. En faisant l'analogie entre ce modèle et le modèle précédent lié à la géométrie du circuit, on peut calculer:

$$\begin{aligned}
 L_a &= L_1 + L_g + 2.M_{1g} + M_{31} + M_{g3} + M_{s1} + M_{sg} - M_{1d} - M_{12} - 2.M_{3d} - M_{32} - M_{gd} - M_{g2} - M_{s2}, \\
 L_b &= L_2 + L_d + 2.M_{2d} + M_{12} + M_{d1} + M_{g2} + M_{gd} - M_{2s} - M_{23} - 2.M_{1s} - M_{13} - M_{ds} - M_{d3} - M_{g3}, \\
 L_c &= L_3 + L_s + 2.M_{3s} + M_{23} + M_{s2} + M_{d3} + M_{ds} - M_{3g} - M_{31} - 2.M_{2dg} - M_{21} - M_{sg} - M_{s1} - M_{d1},
 \end{aligned} \tag{II2-4}$$

où : L_s est l'inductance partielle de la patte de la source interne au boîtier,

Mg_2 est la mutuelle partielle existante entre la patte de la grille interne au boîtier et la partie du conducteur participant à la boucle de puissance autre que la partie commune et les éléments du boîtier.

Ce modèle à trois inductances n'a plus de signification géométrique mais rend compte des éléments inductifs de la cellule de commutation et de la commande rapprochée. L'avantage de ce modèle réside dans sa simplicité tout en étant lié indirectement à la géométrie du circuit. Un modèle simple de ce type est nécessaire dans le cadre de l'étude fine du couplage par impédance commune. Il permet d'analyser l'influence des différents paramètres introduits par la connectique sur ce couplage. Il constitue une première approche pour l'analyse du couplage par impédance commune ainsi que pour la mise au point de la simulation fine de la cellule de commutation.

II.2.3. La Connectique dans le Couplage Capacitif

Le terme de connectique doit s'entendre au sens large et nous distinguons trois types de connectique susceptible de jouer un rôle dans le couplage capacitif.

II.2.3.a) Le circuit imprimé

La configuration usuellement rencontrée en électronique de puissance est celle de la Fig. II2-24.

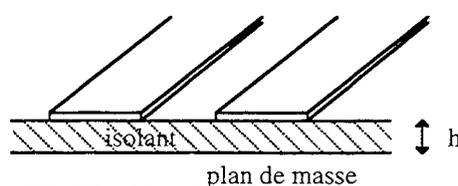


Fig. II2-24. Les pistes de circuit imprimé.

La hauteur h de l'isolant entre les pistes de cuivre et le plan de masse dépend de la technologie utilisée. Ainsi, dans le cas du circuit imprimé sur époxy, le plan de masse est constitué par un éventuel boîtier, un capot de voiture, une armoire électrique ou la terre. La hauteur h sera alors très importante par rapport aux dimensions des pistes et les capacités parasites peuvent être faibles.

Dans le cas du circuit imprimé en époxy sur plan de masse, la hauteur de l'isolant est de l'ordre de 1,5 mm et les capacités parasites entre les pistes et le plan de masse ne sont donc plus négligeables. Si l'on choisit le Substrat Métallique Isolé (SMI), la hauteur de l'isolant est très faible, de l'ordre de 100 μm . Les capacités parasites entre pistes et plan de masse seront alors élevées.

La configuration de la Fig. II2-24 est un dispositif à lignes couplées par leur champ électrique et leur champ magnétique. La résolution de ce problème consiste à considérer un élément dz de ces lignes [Bad], modélisé par la Fig. II2-25.

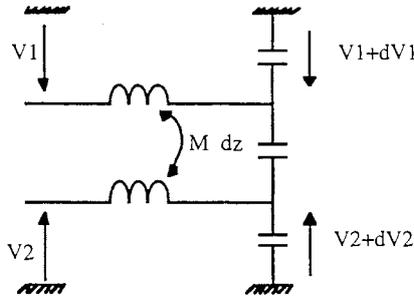


Fig. II2-25. Modélisation d'un élément dz de deux lignes couplées.

La mise en équation résulte de ce schéma électrique. En régime harmonique, la résolution du système aboutit à une solution de la forme:

$$\begin{cases} \overline{V1} = \overline{Vp} + \overline{Vi} \\ \overline{V2} = \overline{Vp} - \overline{Vi} \end{cases} \quad (\text{II2-5})$$

avec:

$$\begin{cases} \overline{Vp} = A e^{j\beta_1 z} + B e^{-j\beta_1 z} \\ \overline{Vi} = C e^{j\beta_2 z} + D e^{-j\beta_2 z} \end{cases}$$

Ainsi, l'état électromagnétique résulte de la superposition de deux modes que la littérature nomme le mode pair et le mode impair.

Le mode pair est relatif au cas où les deux lignes sont au même potentiel. Les lignes de champ électrique seront alors toutes dirigées des pistes vers le plan de masse. On peut représenter les capacités parasites résultantes par le schéma suivant:

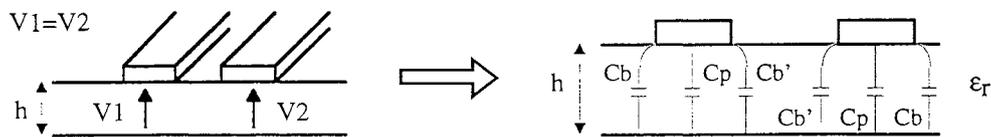


Fig. II2-26. Schéma capacitif équivalent de deux lignes couplées en mode pair.

Cp est la capacité du condensateur plan. Cb est la capacité de bord de ligne unique et Cb' est une capacité de bord dont la valeur est influencée par la présence de la seconde ligne.

Le mode impair concerne le cas où les deux lignes sont à des potentiels opposés. Dans ce cas, certaines lignes de champ électrique seront dirigées d'une piste vers l'autre. Le schéma capacitif résultant est alors celui de la Fig. II2-27.

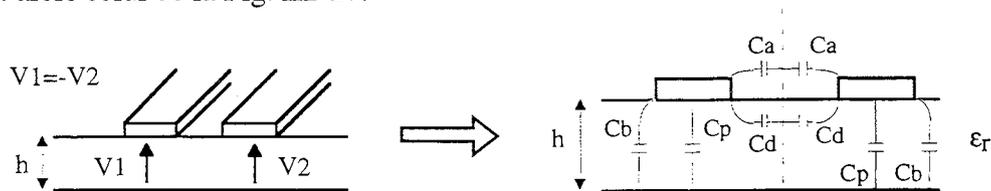
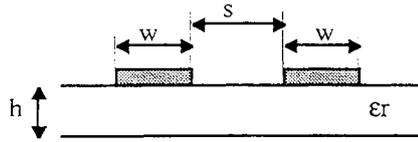


Fig. II2-27. Schéma capacitif équivalent de deux lignes couplées en mode impair.

Ca et Cd correspondent à des capacités de lignes à lignes, Ca étant la capacité dans l'air et Cd dans le diélectrique.

La littérature donne des expressions analytiques de ces différentes capacités [Ram], que nous

rappelons ci-dessous:



Circuit imprimé sur plan de masse	$\epsilon_r = 4.7$ $h = 1.5 \text{ mm}$
SMI	$\epsilon_r = 5.6$ $h = 100 \mu\text{m}$

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi} 10^{-9} \text{ F/m}$$

$$C_p = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{w}{h} \quad (\text{II2-6})$$

$$2 C_b = \frac{\sqrt{\epsilon_e}}{c_0 R_c} - C_p \quad (\text{II2-7})$$

avec: $c_0 = 3.10^8 \text{ m/s}$,

ϵ_e : permittivité effective de ligne unique,

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} f(w/h),$$

$$f(w/h) = \begin{cases} (1 + 12 \frac{h}{w})^{-0.5} & \text{si } \frac{w}{h} > 1 \\ (1 + 12 \frac{h}{w})^{-0.5} + 0.04 (1 - \frac{w}{h})^2 & \text{si } \frac{w}{h} \leq 1 \end{cases}$$

R_c : impédance caractéristique de ligne unique,

$$R_c = \begin{cases} \frac{R_0}{\sqrt{\epsilon_e}} \left(\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \log \left(\frac{w}{h} + 1.444 \right) \right)^{-1} & \text{si } \frac{w}{h} > 1 \\ \frac{R_0}{2\pi \sqrt{\epsilon_e}} \log \left(\frac{8h}{w} + 0.25 \frac{w}{h} \right) & \text{si } \frac{w}{h} \leq 1 \end{cases}$$

$R_0 = 377 \Omega$, impédance caractéristique du vide,

$$C_b' = \frac{C_b}{1 + A \frac{h}{s} + th(8 \frac{s}{h})} \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\epsilon_e}} \quad (\text{II2-8})$$

avec: $A = \exp(-0.1 \exp(2.33 - 2.53 \frac{w}{h}))$

$$C_d = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{\pi} \log \left(\coth \left(\frac{\pi s}{4h} \right) \right) + 0.65 C_b \left(\frac{0.02}{s/h} \sqrt{\epsilon_r + 1} - \frac{1}{\epsilon_r^2} \right) \quad (\text{II2-9})$$

$$C_a = \epsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)} \quad (\text{II2-10})$$

avec: $k = \frac{s/h}{s/h + 2 w/h}$

$$k' = \sqrt{1 - k^2}$$

$$\begin{aligned} \text{pour } 0 < k^2 < 0.5 \quad & \frac{K(k')}{K(k)} = \frac{1}{\pi} \log \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \\ \text{pour } 0.5 < k^2 < 1 \quad & \frac{K(k')}{K(k)} = \frac{\pi}{\log \left(2 \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right)} \end{aligned}$$

Certaines de ces formulations sont empiriques. Une simplification des représentations des Fig. II-26 et II-27 peut être effectuée par le schéma équivalent de la Fig. II-28.

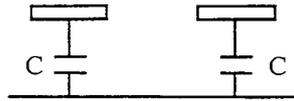


Fig. II-28. Schéma équivalent simplifié de deux lignes.

Pour le mode pair, nous avons alors: $C = C'' = C_b + C_p + C_b'$ (II2-11)

Pour le mode impair, on a: $C = C' = C_b + C_p + C_d + C_a$ (II2-12)

Afin d'étudier l'influence de la proximité des pistes sur la capacité C avec le plan de masse, nous avons intégré ces formulations dans MATHCAD. La Fig. II-29 étudie l'influence de la distance s séparant les deux lignes sur la capacité C dans les cas des modes pair et impair. Ce calcul a été fait pour le cas du circuit imprimé sur plan de masse (h = 1.5 mm, ε_r = 4.7) et pour le cas du SMI (h = 100 μm, ε_r = 5.6). Les deux pistes ont ici une largeur de 2 mm.

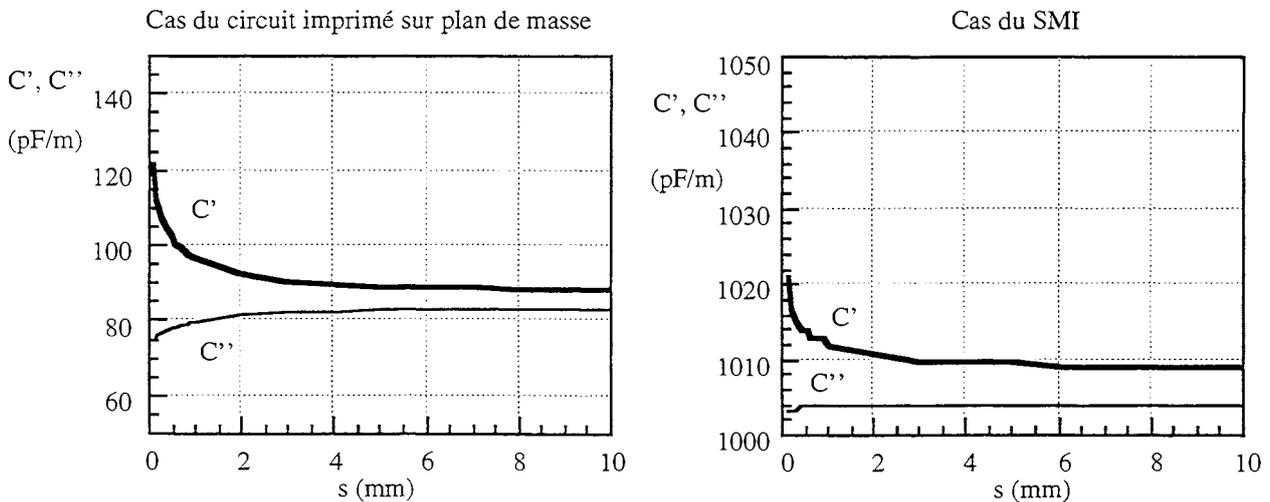
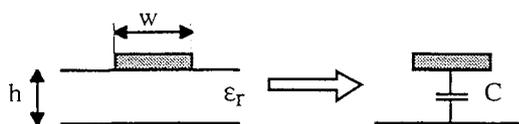


Fig. II-29. Etude de l'influence de s sur les capacités C' et C''.

On constate que l'influence de la distance s entre pistes devient négligeable au-delà de 2 mm entre pistes. En première approximation, la formulation d'une ligne unique pourra donc être utilisée.

Pour calculer la capacité parasite entre une piste et un plan de masse, deux formulations de complexité différentes ont été sélectionnées: la formulation issue des transformations conformes et la formulation entre plans parallèles. Elles sont rappelées ci-dessous:



formulation entre plans parallèles:
$$C_p = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{w}{h} \quad (\text{II2-13})$$

formulation des "transformations conformes":
$$C_t = \epsilon_0 \epsilon_r \left(\frac{w}{h} + \frac{2}{\pi} \left(1 + \ln \left(\frac{\pi w}{2 h} + 1 \right) \right) \right) \quad (\text{II2-14})$$

La formulation entre plans parallèles est plus simple puisqu'elle donne une capacité surfacique si on le souhaite. La formulation des "transformations conformes" prend en compte les effets de bords, contrairement à l'autre où les plans sont supposés infinis. Pour étudier l'influence des effets de bords sur la capacité piste-plan de masse, calculons le rapport C_p/C_t en fonction de la hauteur h au plan de masse. Une largeur de piste de 2 mm a été choisie pour ce calcul.

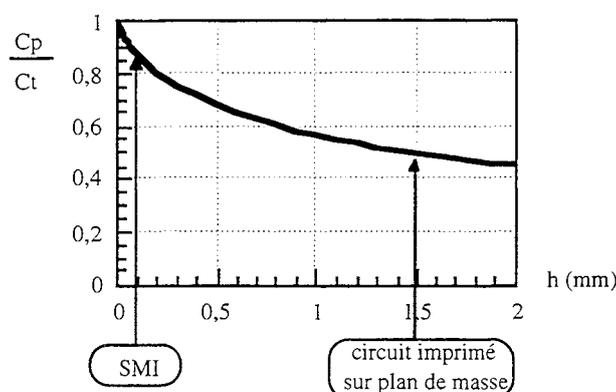


Fig. II2-30. Etude de l'influence de h sur les effets de bords.

Sur ce graphe, on voit qu'il est nécessaire d'utiliser la formulation des "transformations conformes" dans le cas du circuit imprimé sur plan de masse. En revanche, sur SMI, les effets de bords sont négligeables et la formulation entre plans parallèles convient aisément.

Afin de se rendre compte de l'influence du substrat sur les capacités parasites, calculons, à l'aide de la formulation entre plans parallèles, l'ordre de grandeur de la capacité parasite piste-plan de masse par unité de surface. Le tableau de la Fig. II2-31 donne un ordre de grandeur de la capacité surfacique dans le cas du circuit imprimé sur plan de masse ou du SMI.

	Circuit imprimé sur plan de masse	SMI
ϵ_r	4.7	5.6
h	1.5 mm	0.1 mm
$C_p = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r}{h}$	3 pF/cm ²	50 pF/cm ²

Fig. II2-31. Ordre de grandeur de la capacité surfacique piste-plan de masse.

Ainsi, en ce qui concerne les capacités parasites avec le plan de masse, on a un rapport d'environ 15

entre le circuit imprimé sur plan de masse et le SMI.

II.2.3.b) Les fils d'amenée de courant

On rencontre des fils d'amenée de courant lors de la connexion entre cartes ou entre une carte et une source. En général, les fils d'aller et de retour sont torsadés entre-eux, si leur diamètre le permet, de façon à limiter la surface de la boucle ainsi formée et donc, atténuer les effets induits. Les fils d'aller et de retour sont donc très proches et il faut par conséquent vérifier si la capacité parasite entre fils est négligeable ou non.

On peut faire un calcul simple sur deux fils parallèles séparés d'une faible distance. Une formulation de capacité entre fils ronds existe.

$$C = \frac{\pi \epsilon_r \epsilon_0}{\ln\left(d/R_0 + \sqrt{(d/R_0)^2 - 1}\right)} \quad (\text{II2-15})$$

avec: - R_0 rayon du fil,

- d moitié de la distance entre les axes des fils,

- C capacité linéique entre fils.

Ainsi, si l'on prend deux fils de 1 mm de diamètre et séparés de 2 mm de distance avec du polyéthylène comme diélectrique ($\epsilon_r = 2.25$), on calcule une capacité linéique de 0.8 pF/cm. Cette capacité est faible et peut être négligée.

II.2.3.c) Les boîtiers de composants

Les composants de puissance comme la diode et le transistor présentent, par le biais de leur propre embase, une surface importante avec le radiateur chargé de dissiper les calories avec l'environnement ambiant. Cette surface est nécessairement grande de façon à conduire à une résistance thermique la plus faible possible. Cela entraîne alors des capacités parasites avec le plan de masse non négligeables. En général, l'embase du composant est un conducteur thermique et électrique. Dans beaucoup de composants, cette embase est liée électriquement à l'une des pattes du boîtier. Ce cas est usuel si l'on utilise les boîtiers CMS. Dans ce cas-là, on rencontre fréquemment les configurations suivantes: le drain est connecté à l'embase pour les transistors MOSFET et la cathode est liée à l'embase dans le cas des diodes. Le schéma de la Fig. II-32 résume la situation.

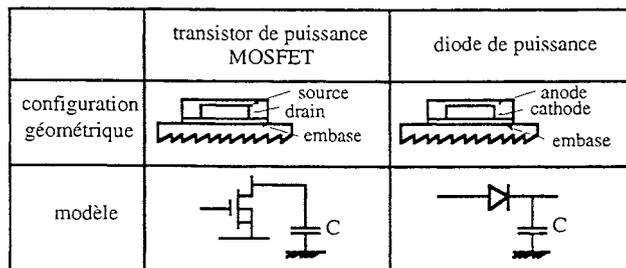


Fig. II-32. Modélisation des capacités parasites entre les boîtiers de composants et le plan de masse.

Les formulations sont les mêmes que celles utilisées pour les pistes de circuit imprimé et, suivant le type de boîtier, les valeurs diffèrent. L'épaisseur de l'isolant est choisie égale à 100 µm et on trouve alors:

Boîtier	taille de l'embase (en cm x cm)	capacité parasite boîtier / plan de masse (en pF)
TO-220	1.2 x 0.9	54
TO-218	1.4 x 1.4	98
Power SO-10	0.8 x 1.0	39

Fig. II-2-33. Capacités parasites entre le boîtier et le plan de masse pour quelques boîtiers.

II.2.3.d) Récapitulation

Le tableau de la Fig. II-2-34 donne un ordre de grandeur des capacités parasites que l'on peut rencontrer dans la connectique utilisée au sein des convertisseurs statiques.

	circuit imprimé	SMT	classique	CMS
0.5 pF/cm	5 pF/cm ²	50 pF/cm ²	50 pF	40 pF

Fig. II-2-34. Ordre de grandeurs de capacités parasites.

On voit rapidement que l'effet du plan de masse supplante les effets entre deux éléments de connectique. Le plan de masse sera donc le chemin de propagation privilégié des courants de mode commun.

II.2.4. Conclusion

Différents aspects de la modélisation de la connectique ont été étudiés par rapport aux trois types de couplages possibles. Cette analyse a permis de faire ressortir les éléments prépondérants qui favorisent les couplages en fonction de la technologie utilisée. Pour chacun de ces couplages, le chemin, constitué par les éléments parasites de la connectique, a pu être modélisé. Ainsi, à partir de la géométrie du circuit, un modèle du couplage a été évalué. Les formulations utilisées pour exprimer les modèles sont relativement simples pour les capacités parasites pistes-plan de masse mais plus complexes en ce qui concerne les inductances et mutuelles entre boucles. Les modèles développés seront utilisés d'une part pour la simulation fine des convertisseurs statiques dont un exemple est explicité dans le paragraphe II.4 et d'autre part pour la modélisation du processus de perturbation en vue de proposer des règles de conception technologique étudiée dans le chapitre III.

II.3. LES COMPOSANTS ACTIFS

II.3.1. Introduction

Cette deuxième partie de l'étude des modèles concerne les composants actifs intervenant dans le fonctionnement du convertisseur statique et participant au processus de l'interaction puissance-commande. Les composants de puissance, sources de la perturbation, sont distingués des composants de commande, victimes de la perturbation. Les modèles étudiés concernent le transistor bipolaire bas signal de commande et le transistor MOSFET de puissance de la cellule de commutation. Pour chacun d'eux, plusieurs niveaux de modèles sont proposés qui serviront dans le troisième chapitre. En effet, l'objectif principal est d'atteindre la simulation inverse évoquée dans le premier chapitre. Pour cela, des modèles inversibles, donc simples sont recherchés.

Cependant, ces modèles ne sont pas suffisamment performants pour représenter correctement les phénomènes. Des modèles plus complexes doivent alors être utilisés, même s'ils rendent moins souples l'étude.

II.3.2. Le Transistor Bipolaire Bas Signal

Les interrupteurs électroniques fonctionnent tous en régime de commutation. La commutation n'est pas instantanée et des modèles phénoménologiques permettent de l'expliquer.

On peut schématiser la commutation en distinguant deux phases. La phase de commande consiste à amener la tension de commande au niveau de la tension de seuil. La phase de commutation effective peut alors commencer. Durant cette phase, la tension de seuil est maintenue aux bornes de la commande. Nous distinguons trois modèles de complexité différente.

II.3.2.a) Modèle simplifié

Nous choisissons le circuit de commande de la Fig. II3-1, et nous étudions la commutation à la fermeture du transistor bipolaire.

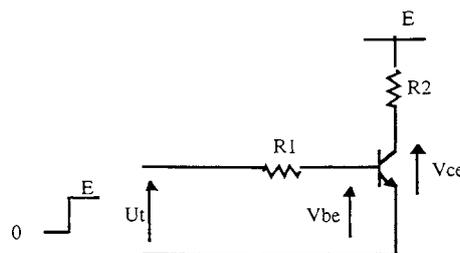


Fig. II3-1. Circuit de commande du transistor bipolaire.

Les formes d'ondes expérimentales de la Fig. II3-2 représentent le comportement du circuit ci-dessus

lorsque le transistor bipolaire commute à la fermeture.

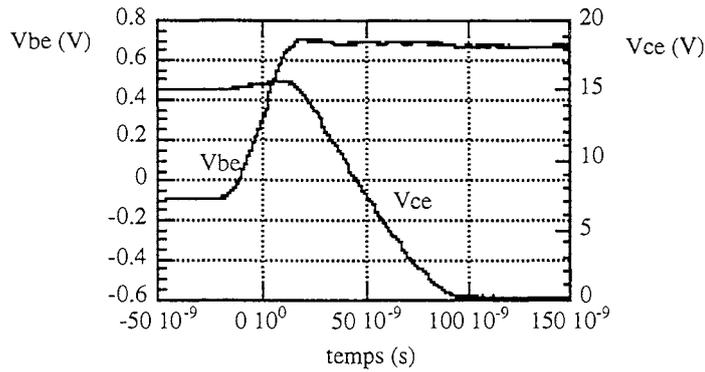


Fig. II3-2. Formes d'ondes expérimentales de la commutation à la fermeture du transistor bipolaire.

Lors de la commutation, il se produit un transfert de charges dans la jonction se caractérisant par un déplacement de trous et d'électrons d'une zone vers l'autre [Hed]. On peut définir une capacité équivalente correspondant à ce phénomène: c'est la capacité dynamique de jonction. La valeur de cette capacité varie en fonction de la tension appliquée à ses bornes. Cependant, afin de simplifier l'étude, une valeur fixe peut être choisie, correspondant à une certaine tension de polarisation.

Les constructeurs donnent, pour le transistor bipolaire, une valeur de capacité d'entrée et de capacité de sortie à une tension de polarisation donnée [Mot]. Une mesure sur pont d'impédances peut toutefois être effectuée. Ainsi, pour un transistor bipolaire 2N2222A, sous une tension de polarisation nulle, les mesures donnent une valeur de 25.4 pF pour la capacité dynamique de la jonction base-émetteur, et 7.7 pF pour la capacité dynamique de la jonction base-collecteur.

Les deux phases distinguées précédemment sont analysées.

II.3.2.a1) Phase de commande

La sortie reste indépendante de l'entrée. La jonction base-émetteur est modélisée par sa capacité dynamique C_{be} . Le modèle est alors celui de la Fig. II3-3.

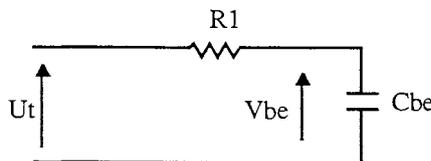


Fig. II3-3. Modèle de la phase de commande.

On assiste alors à la charge de la capacité base-émetteur C_{be} par le circuit de commande. Cette phase prend fin lorsque la tension base-émetteur V_{be} atteint la tension de seuil V_{th} du composant, dont la valeur se situe autour de 0.7 Volts pour le transistor bipolaire 2N2222A.

II.3.2.a2) Phase de commutation

Le transistor bipolaire est amplificateur de courant. Si l'on prend un modèle dérivé du modèle d'Ebers-

Moll [Vap], on obtient le modèle de la Fig. II3-4.

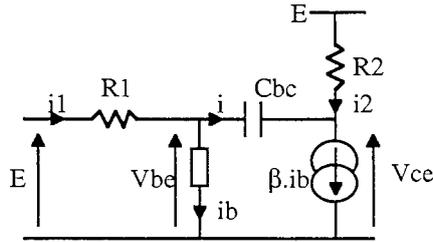


Fig. II3-4. Modèle de la commutation du transistor bipolaire dérivé de celui d'Ebers-Moll.

On peut montrer que la presque totalité du courant i_1 passe dans C_{bc} et contrôle l'évolution de V_{ce} .

On a:

$$i_b + i = i_1 \tag{II3-1}$$

$$\beta \cdot i_b - i = i_2 \tag{II3-2}$$

Soit:
$$\frac{i}{i_b} = \frac{\beta \cdot i_1 - i_2}{i_1 + i_2} \tag{II3-3}$$

Le rapport minimal est obtenu pour un courant i_2 maximal, c'est à dire pour $i_2 = E/R_2$. Le transistor bipolaire de commande, comme le 2N2222A possède un gain en courant environ égale à 100. Si l'on fait une rapide application numérique avec un rapport de résistances R_1/R_2 variant entre 1 et 10, on voit que:

$$0.9 < \frac{i}{i_1} < 0.98 \tag{II3-4}$$

On montre ainsi que la presque totalité du courant de polarisation du transistor bipolaire passe dans la capacité base-collecteur C_{bc} ($i = i_1$). Durant cette phase, la tension base-émetteur V_{be} reste constante et égale à la tension de seuil V_{th} du composant. Le modèle de cette phase ainsi simplifié est celui de la Fig. II3-5.

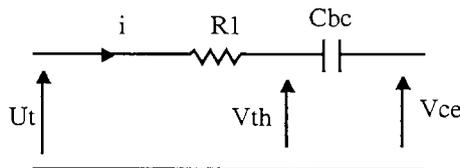


Fig. II3-5. Modèle de la phase de commutation.

Le courant de commande i s'engage alors dans la capacité dynamique de la jonction base-collecteur C_{bc} et provoque l'évolution de la tension collecteur-émetteur V_{ce} . On peut ainsi écrire:

$$i = \frac{U_t - V_{th}}{R_1} = - C_{bc} \cdot \frac{dV_{ce}}{dt} \tag{II3-5}$$

Ainsi, c'est l'entrée qui commande l'évolution de la sortie par la capacité base-collecteur C_{bc} et dans le cas de la commutation à la fermeture. Des expérimentations ont été effectuées sur une maquette (Fig. II3-1). Le schéma de la Fig. II3-6 montre ainsi l'influence des résistances R_1 et R_2 sur la valeur absolue du front de tension $d(V_{ce})/dt$.

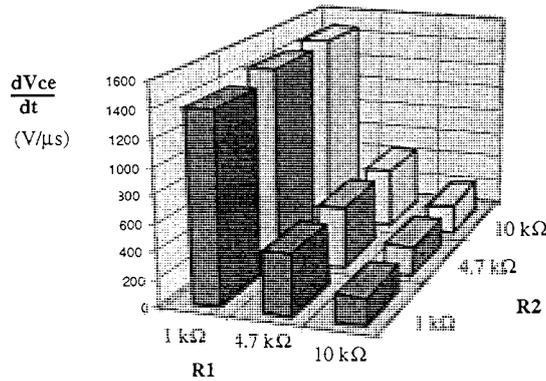


Fig. II3-6. Etude expérimentale de l'influence des résistances R1 et R2 sur d(Vce)/dt.

L'influence de la résistance R2 est quasiment nulle. L'évolution de la tension collecteur-émetteur du transistor bipolaire à la fermeture ne dépend donc que du courant de base.

La comparaison entre les valeurs expérimentales et l'équation (II3-5) du modèle est effectuée dans la Fig. II3-7.

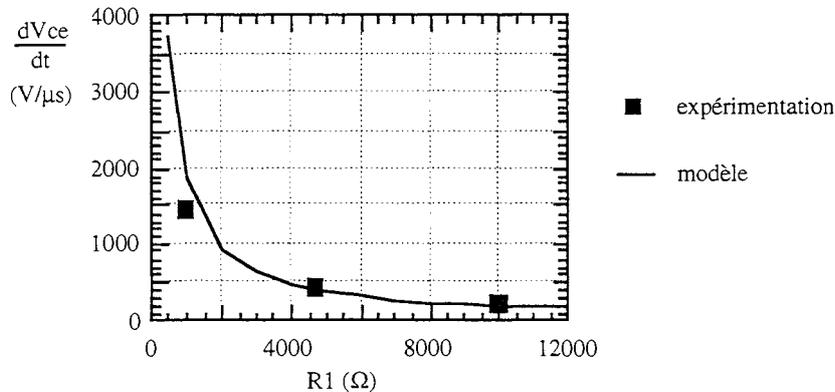


Fig. II3-7. Confrontation expérimentation-modèle relative au front de tension dV_{ce}/dt à la fermeture du transistor bipolaire 2N2222A.

Le modèle simple convient donc dans le cas de la commutation du transistor bipolaire et sera utilisé dans le chapitre suivant.

Ce modèle peut être encore simplifié si l'on néglige les temps de charge des capacités.

II.3.2.b) Modèle simplifié à seuil en courant

Si l'on fait un rapide calcul, on s'aperçoit que le temps que met la jonction base-émetteur à se charger jusqu'à la tension de seuil est extrêmement faible. Si l'on néglige ce temps de charge, on obtient alors un modèle d'interrupteur commandé en courant. Si le courant de base est positif, le transistor commute à la fermeture, et si ce courant est inférieur ou égal à zéro, le transistor commute à l'ouverture.

La valeur du courant de commande dépend du composant considéré. Ainsi, un transistor bipolaire est commandé par sa base à l'aide d'un courant de polarisation égal à E/R , les valeurs courantes se situent entre 1 mA et 10 mA. Les phototransistors possèdent un transistor de sortie dont le courant de base est généralement faible. Les constructeurs donnent des valeurs pour ce courant de base entre 50 μ A et 500 μ A. Ainsi, un rapport 50 peut être couramment rencontré entre les niveaux de courant de polarisation d'un transistor bipolaire discret et d'un phototransistor. Les phototransistors risquent alors d'être les

victimes privilégiées des courants de mode commun.

II.3.2.c) Modèle élaboré

Des modèles élaborés existent qui rendent bien compte du comportement des transistors bipolaires. Ce sont des modèles phénoménologiques du type de celui d'Ebers-Moll [Lan]. Le logiciel SPICE intègre ce type de modèle dans ses bibliothèques.

Cependant, il est nécessaire de se méfier de ce type de modèle lorsqu'il est utilisé dans des configurations inhabituelles. Ainsi, le modèle de la jonction base-émetteur du transistor bipolaire ne tient pas compte de l'effet Zener de cette dernière lorsqu'elle est soumise à un courant inverse. La Fig. II3-8 représente le schéma de la simulation effectuée sur SPICE ainsi que les formes d'ondes associées.

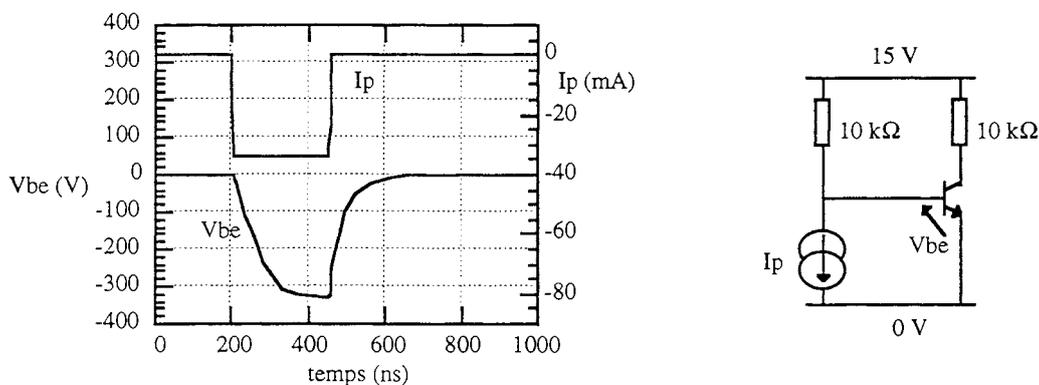


Fig. II3-8. Comportement du modèle SPICE du transistor bipolaire soumis à un courant de base négatif.

On voit que la tension base-émetteur du transistor bipolaire soumis à un échelon de courant négatif évolue au-delà de -300 Volts. Or, il existe un effet Zener dans ce cas de figure. Les courbes expérimentales de la Fig. II3-9 montrent le comportement de la jonction base-émetteur soumis à un échelon de courant négatif. Le montage électronique permettant d'effectuer ce créneau de courant est représenté sur la Fig. II3-9.

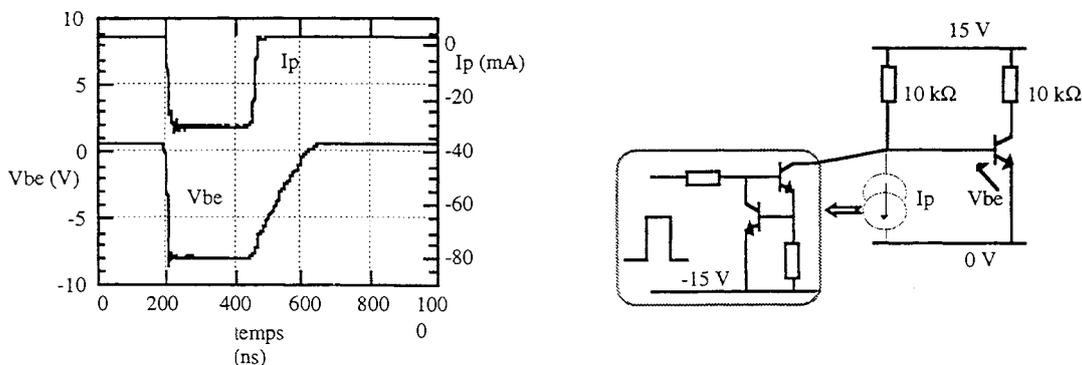


Fig. II3-9. Comportement expérimental du transistor bipolaire soumis à un courant de base négatif.

Afin de tenir compte de cet effet Zener, dans les simulations où cela est nécessaire, le modèle SPICE a dû être adapté en ajoutant une diode et une source de tension en parallèle avec la jonction base-

émetteur du transistor bipolaire comme le montre la Fig. II3-10.

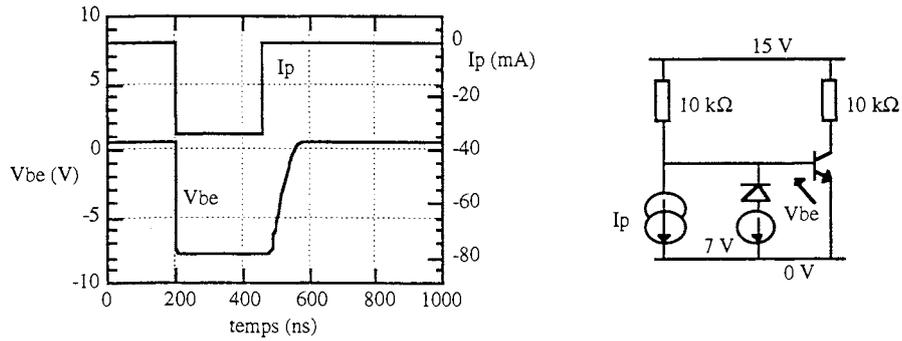


Fig. II3-10. Adaptation du modèle de SPICE afin de tenir compte de l'effet Zener.

Le comportement du transistor bipolaire est alors en conformité avec les expérimentations effectuées.

II.3.3. Le MOSFET de Puissance

Trois modèles sont exposés dans cette partie, du plus rudimentaire au plus élaboré. La cellule de commutation étudiée est représentée Fig. II3-11 avec sa commande rapprochée.

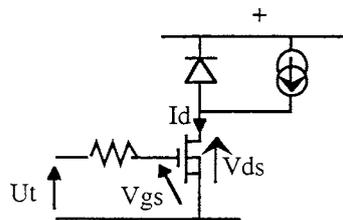


Fig. II3-11. Cellule de commutation et sa commande rapprochée.

Les formes d'ondes expérimentales de la commutation à la fermeture du MOSFET sont celles de la Fig. II3-12.

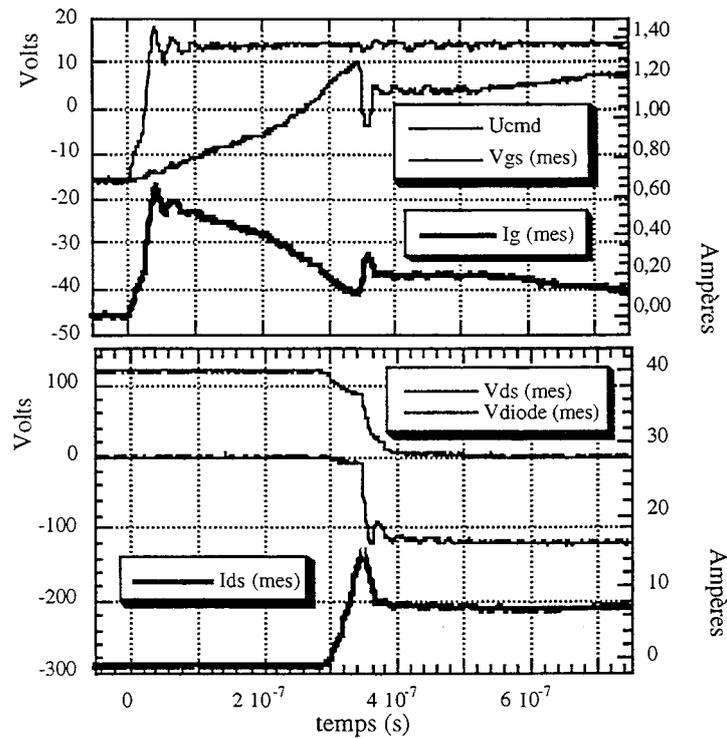


Fig. II3-12. Commutation à la fermeture du MOSFET.

II.3.3.a) Modèle à seuil

Le MOSFET est un transistor à grille isolée. Sa commande se fait par la tension grille-source. Lorsque celle-ci atteint la tension de seuil V_{th} du composant, ce dernier commute. La commutation peut alors être simplement représentée par des pentes, en tension et courant, constantes. Durant cette commutation, la tension grille-source reste constante et égale à la tension de seuil. Une fois la commutation terminée, la tension grille-source devient égale à la tension de commande. Les formes d'ondes modélisées sont alors celles de la Fig. II3-13.

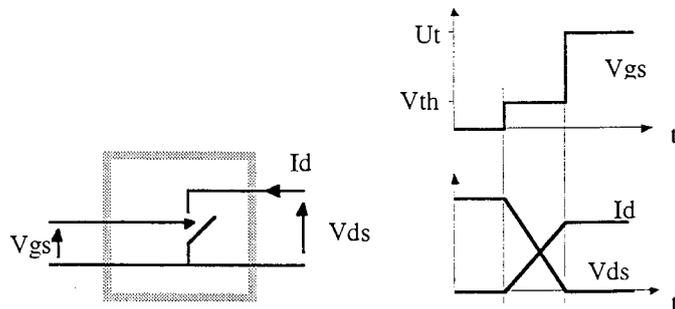


Fig. II3-13. Modèle rudimentaire de la commutation du MOSFET.

Le problème de ce modèle est que le temps de commutation n'est pas connu et donc, les fronts en courant et tension ne représentent pas la réalité.

La modélisation la plus simple consiste en une résistance binaire prenant une valeur élevée à l'état bloquant et une valeur faible à l'état passant. Cette approche est celle adoptée par des logiciels tels que CIRCUIT mais ne permet en aucun cas d'étudier en détail une commutation.

II.3.3.b) Modèle simplifié

Le deuxième modèle consiste à représenter le transistor MOSFET par la capacité grille-source C_{gs} de commande et la capacité grille-drain C_{gd} correspondant à la capacité Miller. Cette capacité Miller permet la commande de la tension drain-source V_{ds} par le circuit de commande. On distingue alors trois phases.

II.3.3.b1) Phase de commande

La tension de commande charge la grille du MOSFET représentée par la capacité C_{gs} .

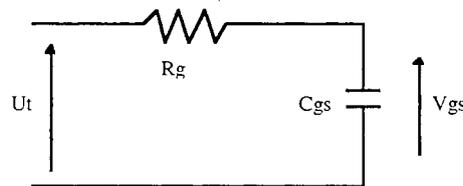


Fig. II3-14. Modèle simplifié de la phase de commande.

Cette phase prend fin lorsque la tension grille-source V_{gs} a atteint la tension de seuil V_{th} .

II.3.3.b2) Phase de commutation du courant

La tension aux bornes de la diode reste nulle durant cette phase puisque celle-ci est encore passante. La tension grille-source V_{gs} est constante et égale à V_{th} et le courant de grille commande l'évolution de la tension drain-source V_{ds} par l'intermédiaire de la capacité C_{gd} . Le modèle de cette phase est le suivant:

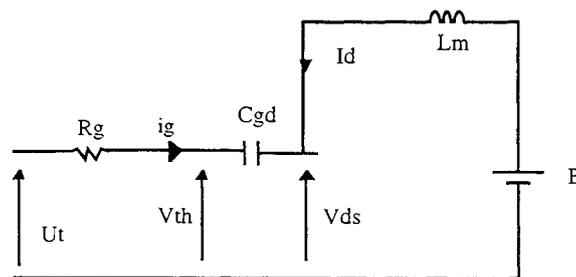


Fig. II3-15. Modèle simplifié de la phase de commutation du courant.

Les équations de cette phase sont:

$$\begin{aligned} \frac{dV_{ds}}{dt} &= \frac{V_{th} - U_t}{R_g \cdot C_{gd}} \\ L_m \cdot \frac{dI_d}{dt} &= E - V_{ds} \cdot \end{aligned} \quad (\text{II3-6})$$

Donc, la tension U_t commande l'évolution de la tension drain-source V_{ds} par l'intermédiaire de R_g . La tension V_{ds} et l'inductance de la maille de puissance contrôlent l'évolution du courant de puissance. Cette phase prend fin lorsque le courant de puissance atteint la valeur du courant de charge. L'éventuelle prise en compte du courant de recouvrement de la diode ne modifie en rien cette analyse.

II.3.3.b3) Phase de commutation de la tension

Le courant dans la diode s'annule alors, provoquant son ouverture. Le courant de puissance I_d est constant et égal au courant de charge.

La tension drain-source V_{ds} continue son évolution, contrôlant la tension aux bornes de la diode.

Le modèle de cette phase est le suivant :

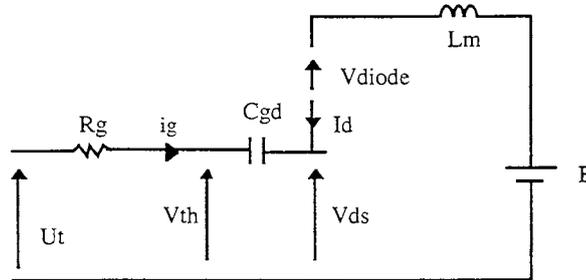


Fig. II3-16. Modèle simplifié de la phase de commutation de la tension.

Les équations sont alors:

$$\frac{dV_{ds}}{dt} = \frac{V_{th} - U_t}{R_g \cdot C_{gd}},$$

$$V_{diode} = E - V_{ds} \quad (\text{II3-7})$$

Ainsi, avec ce modèle simplifié, le processus de la commutation peut être décrit par le schéma de la Fig. II3-17.

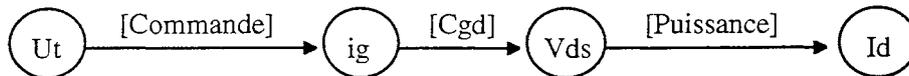


Fig. II3-17. Schéma des influences prépondérantes du modèle simplifié de la commutation.

Si cette analyse permet de comprendre de façon simplifiée la commutation, elle ne suffit pas pour donner des grandeurs précises. Dans ce modèle, la commutation est expliquée par l'effet Miller. Mais, nous verrons avec le modèle plus élaboré que cet effet n'est pas le plus prépondérant. En effet, ce modèle convient pour le transistor bipolaire car le gain en courant de ce dernier est élevé (de l'ordre de 100). En revanche, dans le cas du transistor MOSFET, le gain dépend de la tension grille-source V_{gs} ; ce qui ne permet pas de considérer que la presque totalité du courant de grille passe par la capacité C_{gd} .

II.3.3.c) Modèle élaboré

Le modèle étudié est un modèle phénoménologique largement décrit dans la littérature et qui comporte trois capacités ainsi qu'une source de courant.

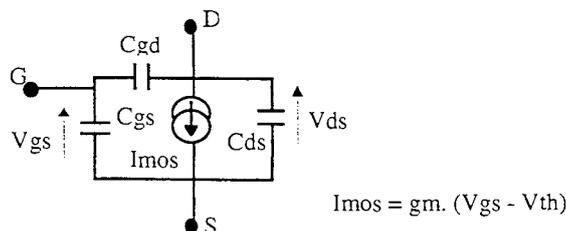


Fig. II3-18. Modèle phénoménologique du transistor MOSFET.

La source de courant est proportionnelle à la tension grille-source V_{gs} ainsi qu'à un gain g_m fonction de V_{gs} . Ces variations peuvent être trouvées dans les données des fiches constructeurs et se présentent sous la forme de courbe. Les trois capacités, quant à elles, ne sont pas constantes et dépendent de la tension drain-source V_{ds} ainsi que de la tension grille-source V_{gs} . Leurs variations sont décrites par des courbes dans les fiches constructeurs.

L'intérêt de ce modèle réside donc dans sa souplesse d'utilisation si l'on suppose que les données constructeurs sont correctes. La commutation du transistor MOSFET sera analysée à la fermeture puis à l'ouverture.

II.3.3.c1) Analyse de la fermeture du MOSFET

Les formes d'ondes expérimentales sont rappelées Fig. II3-19 et l'on peut distinguer quatre phases.

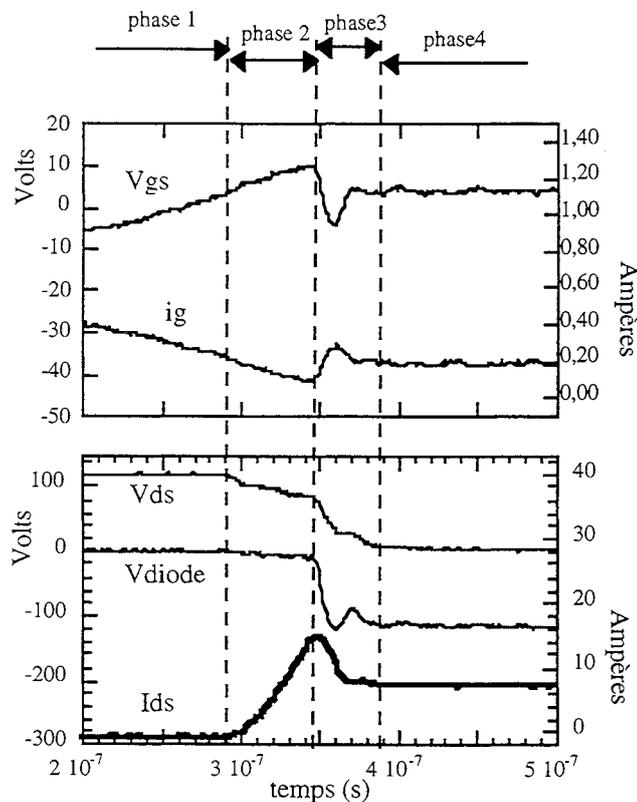


Fig. II3-19. Commutation à la fermeture.

Pour chacune des phases, une analyse simplifiée sera effectuée afin de comprendre le phénomène et de dégager l'influence la plus importante.

c11) Première phase

Les circuits de puissance et de commande sont découplés. Le circuit de commande charge la capacité grille-source C_{gs} jusqu'à ce que la tension V_{gs} à ses bornes atteigne la tension de seuil V_{th} du

Cette phase prend fin lorsque le courant de drain I_d atteint la somme du courant de charge et du courant de recouvrement de la diode I_{rm} .

Schématiquement, on a une influence prépondérante de la commande sur la puissance et le processus est celui de la Fig. II3-22.

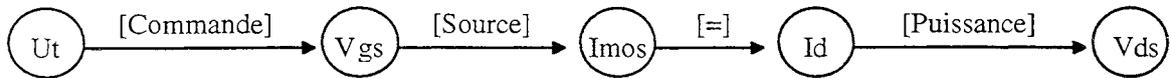


Fig. II3-22. Schéma des influences prépondérantes de la deuxième phase.

c13) Troisième phase

C'est la phase de la commutation de la tension drain-source V_{ds} . La diode se bloque car la totalité du courant de charge et du courant de recouvrement de la diode passe dans le MOSFET. La diode s'ouvre donc par annulation de son courant. Le modèle de cette phase est le suivant:

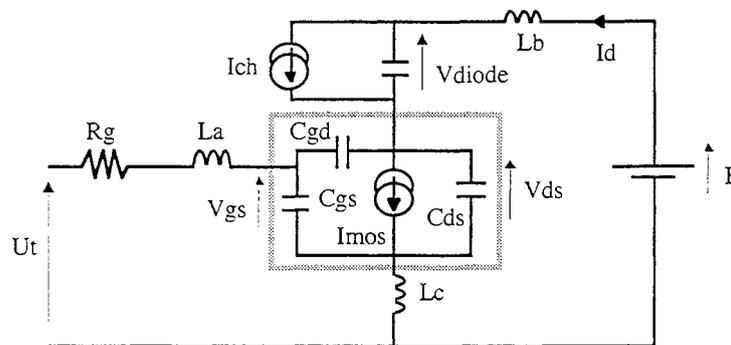


Fig. II3-23. Modèle de la troisième phase.

La diode est alors modélisée par sa capacité de jonction C_{diode} que l'on considère constante. Cette capacité va se charger jusqu'à atteindre la tension d'alimentation E . Les capacités du MOSFET C_{ds} et C_{gd} vont se décharger dans la source de courant, causant la décroissance de la tension drain-source V_{ds} .

Pendant le même temps, la surintensité du courant de drain I_d , due au courant de recouvrement de la diode I_{rm} , s'annule. Le courant de drain I_d décroît donc jusqu'à atteindre la valeur du courant de charge I_{ch} . Cette variation de courant provoque une chute de tension aux bornes de l'inductance commune L_c et donc aux bornes de la tension grille-source mesurée. Cette phase prend fin lorsque la tension aux bornes de la diode atteint la tension d'alimentation E .

Schématiquement, l'influence prépondérante de cette phase se produit de la puissance sur la commande. Le processus des influences prépondérantes de cette phase est décrit par la Fig. II3-24.

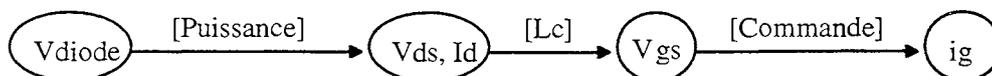


Fig. II3-24. Schéma des influences prépondérantes de la troisième phase.

c14) Quatrième phase

Les circuits de commande et de puissance sont à nouveau découplés. Le circuit de commande finit de charger la capacité grille-source C_{gs} jusqu'à la tension de commande U_t .

II.3.3.c2) Analyse de l'ouverture du MOSFET

Les formes d'ondes expérimentales de la commutation à l'ouverture du MOSFET sont celles de la Fig. II3-25.

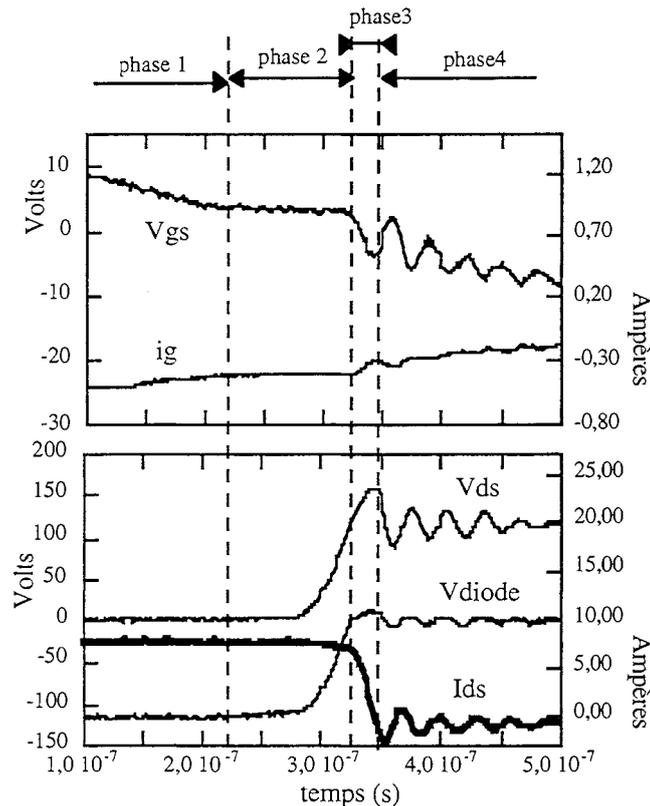


Fig. II3-25. Commutation à l'ouverture.

Quatre phases peuvent être distinguées et sont analysées à l'aide du modèle.

c21) Première phase

Les circuits de puissance et de commande sont découplés. Le circuit de commande décharge la capacité grille-source C_{gs} jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne la valeur $V_{th} + I_{ch}/g_m$. Le modèle de cette phase est celui de la Fig. II3-20 avec $U_t = -15$ V. Notons que la capacité grille-drain C_{gd} est également déchargée afin de maintenir la tension V_{ds} nulle.

c22) Deuxième phase

C'est la phase de commutation de la tension drain-source V_{ds} . La diode reste ouverte durant toute cette

phase, et peut être modélisée par sa capacité de jonction C_{diode} . Le modèle de cette phase est donc celui de la Fig. II3-23.

Dans un premier temps, la tension grille-source V_{gs} décroît légèrement par le circuit de commande. La source de courant I_{mos} , contrôlée par V_{gs} , subit une décroissance et sa valeur devient inférieure au courant de drain I_d , alors égal au courant de charge I_{ch} . Il se produit une différence de courant qui va charger les capacités C_{ds} et C_{gd} , entraînant la croissance de la tension drain-source V_{ds} . La croissance de V_{ds} provoque la décroissance de la tension aux bornes de la diode.

Dans un deuxième temps, si la capacité C_{gd} est chargée, la capacité grille-source C_{gs} est aussi chargée. Cet effet compense la décharge de C_{gs} par le circuit de commande, et la tension grille-source V_{gs} est donc stabilisée. La source de courant I_{mos} décroît donc très légèrement, suffisamment pour entraîner la charge des capacités C_{ds} et C_{gd} .

Cette phase prend fin lorsque la tension aux bornes de la diode s'annule.

c23) Troisième phase

C'est la phase de commutation du courant de puissance. Durant cette phase, la diode est passante et absorbe petit à petit le courant de la charge, libérant ainsi le MOSFET de ce courant. Le modèle de cette phase est celui de la Fig. II3-21. Le courant provenant de C_{gd} et qui maintenait la tension grille-source V_{gs} constante n'existe plus car la capacité C_{ds} est chargée sous la tension d'alimentation E . La capacité grille-source C_{gs} se décharge alors par le circuit de commande. La source de courant I_{mos} , contrôlée par V_{gs} , voit donc son courant décroître. Le courant de drain décroît donc et la diode prend le relais. La tension drain-source V_{ds} subit l'influence du courant de puissance I_d par le circuit de puissance.

Il existe un risque de dysfonctionnement durant cette phase. En effet, le courant de drain I_d subit une forte décroissance et provoque alors une tension $L_c dI_d/dt$ aux bornes de l'inductance commune L_c . Cette tension s'oppose au courant de grille. La tension grille-source V_{gs} peut alors augmenter. La source de courant I_{mos} , contrôlée par V_{gs} , se met alors à augmenter, provoquant la croissance du courant de drain I_d . Cette situation est bien sûr à éviter.

Cette phase prend fin lorsque le courant de drain I_d s'annule.

c24) Quatrième phase

Les circuits de commande et de puissance sont à nouveau découplés. Le circuit de commande finit de décharger la capacité grille-source C_{gs} . Le circuit de puissance atteint son équilibre après quelques oscillations.

II.3.3.c3) Mise en oeuvre du modèle

En réalité, cette analyse reste schématique et qualitative. Les influences sont complexes. Ainsi, si les influences prépondérantes sont celles décrites dans l'analyse du modèle élaboré de la partie II.3.3.c),

elles ne sont pas uniques et les influences décrites dans l'analyse du modèle simplifié de la partie II.3.3.b) se superposent. Le système est donc bouclé en de multiples points. Donc, on est obligé de poser les équations comportementales. Par exemple, pour la deuxième phase de la fermeture, nous avons les équations suivantes:

$$\begin{aligned} \frac{dV_{gs}}{dt} \cdot (C_{ds} \cdot C_{gs} + C_{ds} \cdot C_{gd} + C_{gs} \cdot C_{gd}) &= (C_{gd} + C_{ds}) \cdot i_g + C_{gd} \cdot I_d - C_{gd} \cdot I_{mos} , \\ \frac{dV_{ds}}{dt} \cdot (C_{ds} \cdot C_{gs} + C_{ds} \cdot C_{gd} + C_{gs} \cdot C_{gd}) &= C_{gd} \cdot i_g + (C_{gd} + C_{gs}) \cdot I_d - (C_{gd} + C_{gs}) \cdot I_{mos} , \\ \frac{di_g}{dt} \cdot ((L_a + L_c) \cdot (L_b + L_c)) &= -(L_b + L_c) \cdot V_{gs} + L_c \cdot V_{ds} - (L_b + L_c) \cdot R_g \cdot i_g - L_c \cdot E , \\ \frac{dI_d}{dt} \cdot ((L_a + L_c) \cdot (L_b + L_c)) &= L_c \cdot V_{gs} - (L_a + L_c) \cdot V_{ds} + L_c \cdot R_g \cdot i_g + (L_a + L_c) \cdot E . \end{aligned} \quad (II3-8)$$

Les conditions initiales dépendent de la phase précédente. Ce système d'équations est non linéaire à cause de la source de courant I_{mos} et des capacités variables en fonction de la tension drain-source V_{ds} . Ainsi, la résolution de ce système ne peut se faire que de façon numérique. Le modèle a été validé avec succès [Far] et sera donc considéré très proche de la réalité.

Le logiciel SPICE intègre un modèle légèrement différent de celui-ci. En effet, le modèle SPICE reste lié à la physique du semiconducteur en petit signal et les écarts avec les formes d'ondes expérimentales sont relativement importants. C'est pourquoi, dans le cas de l'étude de la commutation des transistors MOSFET de puissance, le modèle phénoménologique décrit précédemment a été implanté sur un logiciel de calcul numérique: MATRIXx [Mat].

Ce logiciel est surtout utilisé par les automaticiens pour faire des analyses numériques et de contrôle de systèmes. Son avantage réside dans sa souplesse d'utilisation grâce à l'option "System Build". Le modèle est construit par assemblage de blocs liés entre-eux. Un contrôle des variables d'état peut être effectué à chaque pas de calcul.

Ainsi, les commutations à l'ouverture et à la fermeture du MOSFET ont été implantées. Une des difficultés rencontrées a été de tenir compte de la variation des paramètres du modèle du MOSFET qui est indiquée par les constructeurs.

Le premier paramètre est la source de courant I_{mos} qui dépend de la tension grille-source V_{gs} . La plupart des constructeurs donne une abaque montrant les variations du courant I_{ds} en fonction de la tension grille-source V_{gs} [IR], comme indiqué Fig. II3-26.

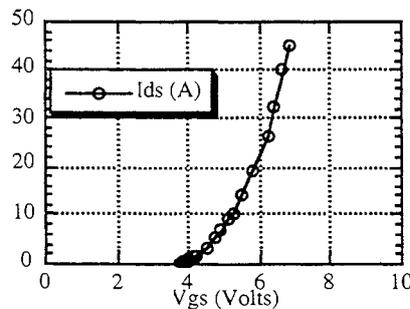


Fig. II3-26. Abaque constructeur donnant les caractéristiques de la source de courant du MOSFET.

Cette courbe est très proche d'une parabole. On peut donc l'écrire:

$$I_{mos} = k \cdot (V_{gs} - V_{th})^2 \quad (\text{II3-9})$$

Le deuxième type de paramètre concerne les capacités de jonctions du MOSFET. Les constructeurs donnent des abaques traduisant la variation de capacité du MOSFET en fonction de la tension drain-source V_{ds} . Les conditions de mesures sont particulières, aussi les capacités données par le constructeur ne sont pas directement celles du modèle mais lui sont liées. Le constructeur donne :

- C_{iss} : capacité de jonction grille-source avec drain et source connectés,
- C_{oss} : capacité de jonction drain-source avec grille et source connectées,
- C_{rss} : capacité de jonction grille-drain.

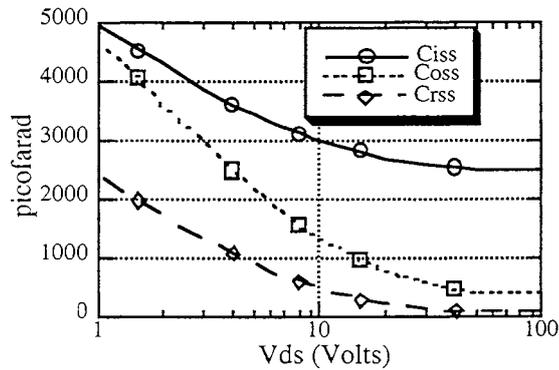


Fig. II3-27. Abaque constructeur donnant les capacités de jonction du MOSFET en fonction de la tension V_{ds} .

II.4. LA SIMULATION FINE

II.4.1. Principe

Le principe de la simulation est de reproduire le comportement du système étudié au moyen d'un modèle abstrait de ce système. Pour l'électronicien de puissance, la notion de comportement du système est liée aux formes d'ondes en tension et courant caractéristiques de celui-ci. On distingue alors deux étapes qui sont l'élaboration du modèle et la reproduction du comportement du système, que l'on peut nommer la simulation.

Le schéma de la Fig. II4-1 représente le principe de la simulation.

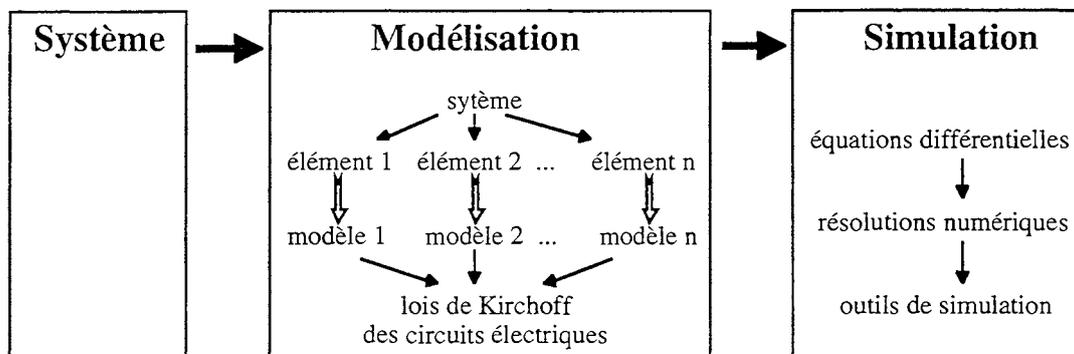


Fig. II4-1. Principe de la simulation.

La mise au point d'un processus de simulation fine des convertisseurs statiques est délicate et n'est pas encore actuellement achevée. Elle demande des confrontations avec l'expérimentation afin d'être affinée. La Fig. II4-2 montre le principe de la mise au point d'une simulation fine.

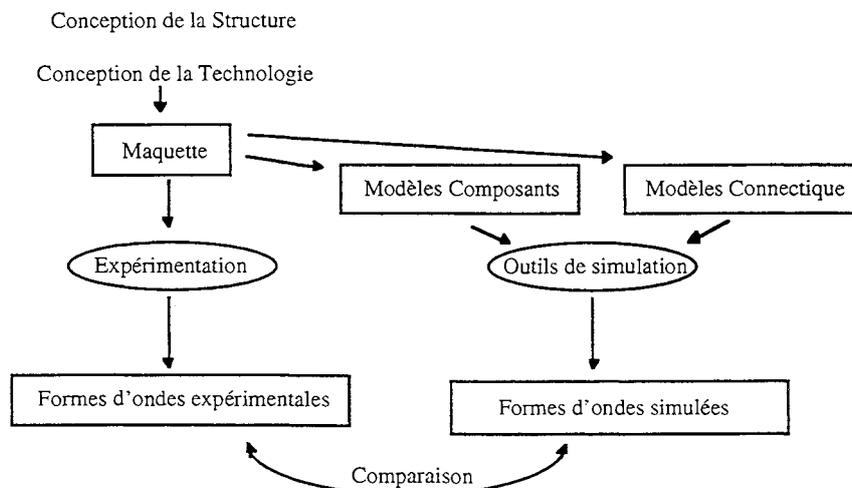


Fig. II4-2. Principe de la mise au point d'une simulation fine.

Une illustration de ces principes est proposée dans l'application suivante qui est la simulation fine de la

cellule de commutation d'un hacheur série avec sa commande rapprochée.

II.4.2. Application

II.4.2.a) Introduction

Après avoir modélisé les différentes composantes du système considéré, nous pouvons simuler celui-ci. Nous souhaitons obtenir la simulation la plus fine possible du convertisseur statique. Pour valider notre méthode et nos choix, nous envisageons de comparer cette simulation avec une expérimentation sur maquette. Le critère de comparaison choisi correspondra aux formes d'ondes en courant et en tension aux bornes des composants de puissance et éventuellement de commande. Le logiciel SPICE, parce qu'il intègre des modèles évolués de composants et parce qu'il est le plus utilisé, est le plus approprié pour la simulation fine.

L'étude proposée concerne la cellule de commutation hacheur avec sa commande rapprochée. Après une présentation de la maquette, les mesures expérimentales sont visualisées. Ensuite, une modélisation de cette maquette est entreprise et mène à une simulation des formes d'ondes caractéristiques de la maquette.

II.4.2.b) Présentation de la maquette

La cellule de commutation étudiée se compose d'un transistor MOSFET de puissance IRF740 et d'une diode de roue libre BYT08PI400. Le convertisseur statique fonctionne avec une tension de puissance de 200 Volts, un courant de charge de 4 Ampères et une tension de commande en 0 +15 Volts. La résistance de grille est choisie égale à 47 Ohms. Une capacité en polypropylène assure une tension constante E au plus près de la cellule de commutation. Le schéma de la Fig. II4-3 représente la maquette étudiée.

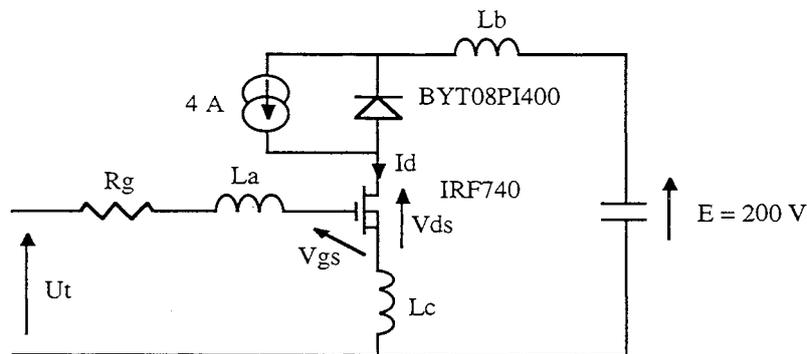


Fig. II4-3. Modèle de la maquette d'étude.

La commande rapprochée est assurée par un montage push-pull à transistors bipolaires. Le push-pull est rapide et peut délivrer un signal en 0 +15 V en 50 ns. La commutation effective du transistor MOSFET commençant lorsque la tension de seuil est atteinte, le temps de commutation de la tension de commande U_t , assurée par le push-pull, aura très peu d'influence sur la commutation du transistor

MOSFET. Les inductances L_a , L_b et L_c représentent les inductances parasites de la maquette. Les trois grandeurs V_{gs} , V_{ds} et I_d sont caractéristiques de la commutation de la cellule.

II.4.2.c) Expérimentation

L'expérimentation effectuée a consisté à mesurer les formes d'ondes expérimentales V_{gs} , V_{ds} et I_d . Afin d'obtenir des mesures les plus précises possibles, des précautions ont été prises. Ainsi, des picots de sonde de tension ont été utilisés de façon à mesurer les tensions au plus près du composant et à réduire la boucle inductive formée par la sonde de mesure. Les formes d'ondes expérimentales du transistor de puissance sont ainsi celles de la Fig. II4-4.

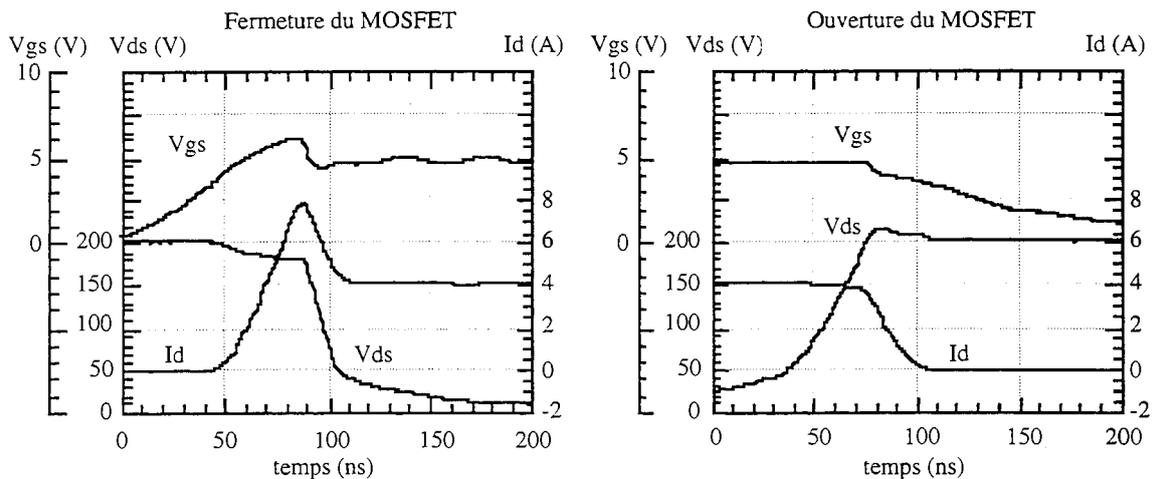


Fig. II4-4. Formes d'ondes expérimentales.

II.4.2.d) Modélisation fine

La modélisation fine de cette maquette est décomposée en deux points: la connectique et les composants. En ce qui concerne les composants, les modèles choisis ne sont pas les mêmes selon le moyen de simulation utilisé, c'est à dire SPICE et MATRIXx où a été implémenté le modèle décrit en II.3.3.b3).

II.4.2.d1) La connectique

La modélisation de la connectique concerne la détermination des trois inductances L_a , L_b et L_c décrites dans la Fig. IV4-3. Le logiciel InCa a été utilisé pour déterminer ces trois inductances. La Fig. IV4-5 montre la géométrie de la cellule de commutation avec sa commande rapprochée modélisée sur InCa.

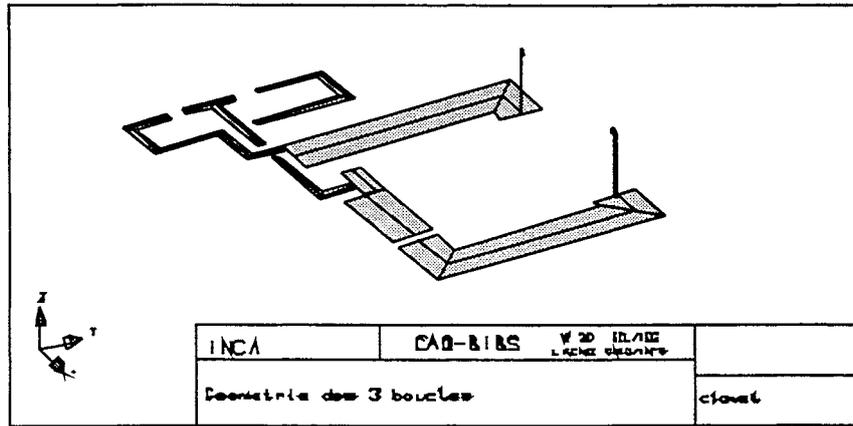


Fig. IV4-5. Modélisation géométrique de la cellule de commutation sur InCa.

Le calcul de l'inductance de la cellule de commutation donne une valeur de 60 nH. En ce qui concerne la boucle de commande, le chemin parcouru par le courant de commande est différent à l'ouverture et à la fermeture. Aussi, le calcul donne 74 nH pour la configuration de la fermeture et 62 nH pour l'ouverture. Compte tenu des indications du constructeur du MOSFET sur les inductances de pattes de son composant, qui n'ont pas été modélisées sur InCa, une évaluation de l'impédance commune L_c ainsi qu'une réévaluation de l'inductance L_b ont été effectuées. En résumé, les paramètres parasites inductifs utilisés lors de la simulation fine sont ceux du tableau de la Fig. IV4-6.

	L_c	L_b	$L_a(\text{fermeture})$	$L_a(\text{ouverture})$
valeur en nH	8	75	66	54

Fig. IV4-6. Modélisation de la connectique de la maquette.

II.4.2.d2) Les composants

d21) Simulation sur SPICE

SPICE intègre des composants actifs dans sa bibliothèque [Mas]. Ce sont le composant MUR840 pour la diode et IRF740 pour le transistor MOSFET.

d22) Simulation sur MATRIXx

Les paramètres nécessaires à la simulation sur MATRIXx ont été explicitées dans la partie II.3.3.b3).

Pour le transistor MOSFET de puissance, ces paramètres sont:

- les capacités $C_{iss}(V_{ds})$, $C_{oss}(V_{ds})$, $C_{rss}(V_{ds})$,
- la tension de seuil V_{th} ,
- la constante k définissant le gain en courant du modèle.

Pour tous ces paramètres, seules les données du constructeur ont été utilisées. Ce sont les courbes des capacités du MOSFET et la courbe I_{ds} en fonction de V_{gs} , ainsi que la valeur de la tension de seuil V_{th} . Les données constructeur utilisées sont rappelées Fig. IV4-7.

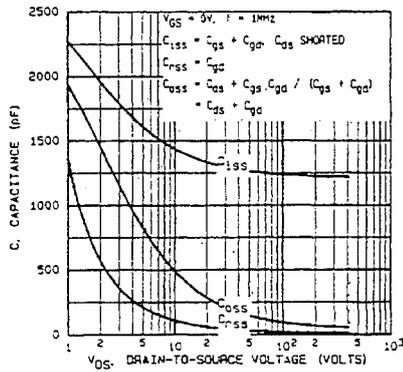


Fig. 10 — Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

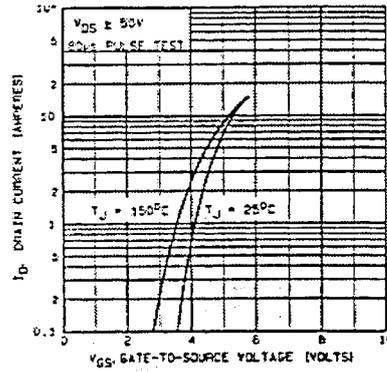


Fig. 2 — Typical Transfer Characteristics

Fig. IV4-7. Données du constructeur du MOSFET IRF740 utilisées dans le modèle.

Pour la diode de puissance BYT08PI400, les paramètres utilisés par le modèle sont la capacité de jonction de la diode et le courant de recouvrement I_{rm} . Le constructeur n'indiquant pas la capacité de jonction de son composant, une mesure au pont d'impédance a été effectuée autour d'une tension de polarisation nulle. Le courant de recouvrement I_{rm} a été choisi égal à celui observé lors de l'expérimentation. Les paramètres sont donc:

- $C_{diode} = 25 \text{ pF}$,
- $I_{rm} = 3.8 \text{ A}$.

II.4.2.e) Simulation fine

La simulation de la cellule de commutation est effectuée sur SPICE [Spi] puis sur MATRIXx à l'aide du modèle présenté plus haut. Les formes d'ondes ainsi simulées sont ensuite comparées aux formes d'ondes expérimentales. Les critères de comparaison des formes d'ondes sont relatives aux fronts en tension dV_{ds}/dt et en courant dI_d/dt , à la surtension à l'ouverture aux bornes du MOSFET, au courant de recouvrement à la fermeture et aux oscillations qui suivent la commutation.

II.4.2.e1) Simulation sur SPICE

Les formes d'ondes des Fig. IV4-8 et IV4-9 montrent le résultat de cette simulation pour la commutation du transistor MOSFET à la fermeture et à l'ouverture. Les courbes en gras correspondent aux formes d'ondes simulées et les courbes en traits plus fins correspondent aux formes d'ondes expérimentales de la Fig. IV4-8.

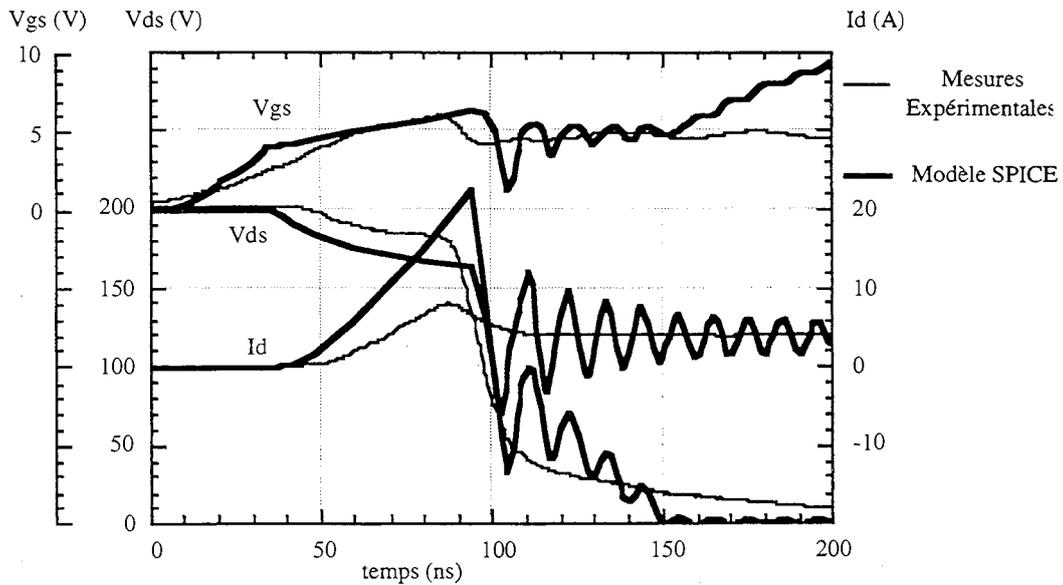


Fig. IV4-8. Formes d'ondes simulées sur SPICE et expérimentales à la fermeture du MOSFET.

Lors de la fermeture du transistor MOSFET, on note une correspondance relativement bonne de la tension V_{ds} . En revanche, le courant de drain simulé ne correspond pas à l'expérimentation tant en terme de courant de recouvrement que de front de courant. D'autre part, de fortes oscillations suivent la commutation sur la simulation.

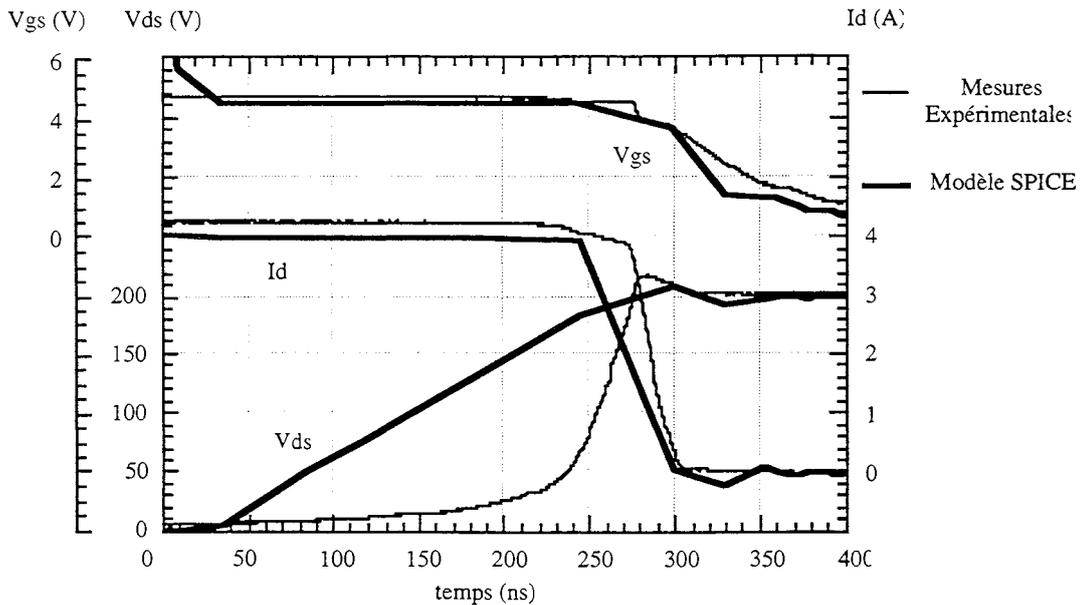


Fig. IV4-9. Formes d'ondes simulées sur SPICE et expérimentales à l'ouverture du MOSFET.

Lors de l'ouverture du transistor MOSFET, les formes d'ondes en courant de drain correspondent assez bien. Mais la tension V_{ds} simulée est très loin de l'expérimentation.

Pour la simulation fine des convertisseurs statiques, l'utilisation des modèles intégrés dans la bibliothèque de SPICE est à éviter. En revanche, une implantation de modèles plus fins dans SPICE peut être envisagée.

II.4.2.e2) Simulation sur MATRIXx

Avec les paramètres découlant des données du constructeur, une simulation peut être effectuée sur MATRIXx et sur la base du modèle décrit en II.3.3.b3). Les formes d'ondes simulées ainsi que les formes d'ondes expérimentales sont décrites à la fermeture, Fig. IV4-10, et à l'ouverture, Fig. IV4-11.

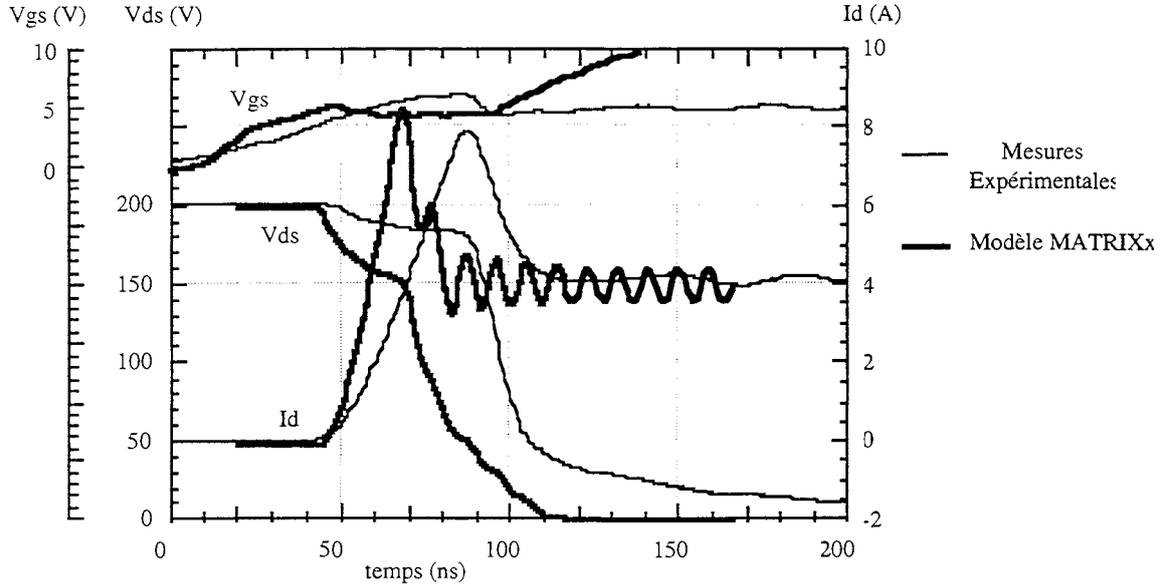


Fig. IV4-10. Formes d'ondes simulées sur MATRIXx et expérimentales à la fermeture du MOSFET.

Lors de la fermeture du MOSFET, le front de courant dI_d/dt est surestimée par le modèle. Mais l'évolution de la tension drain-source V_{DS} est comparable à l'expérimentation.

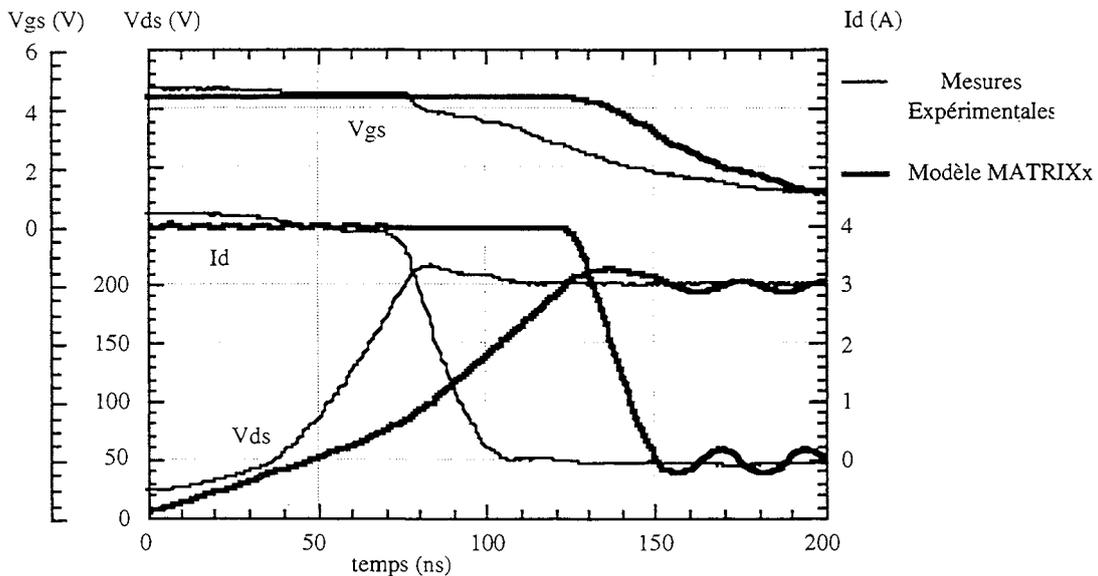


Fig. IV4-11. Formes d'ondes simulées sur MATRIXx et expérimentales à l'ouverture du MOSFET.

Lors de l'ouverture du MOSFET, le front de courant simulé est semblable au front de courant mesuré. En revanche, une légère différence apparaît en ce qui concerne le front de tension. La surtension à l'ouverture est bien évaluée par le modèle.

Les formes d'ondes, tant à la fermeture qu'à l'ouverture correspondent relativement bien en terme de

front de courant dI_d/dt , de front de tension dV_{ds}/dt , de surtension à l'ouverture et d'oscillations. Le modèle présenté peut être retenu pour la simulation fine. Son avantage est de se baser sur les données du constructeur que l'on trouve dans les Data Sheet. Dans ce sens, une amélioration de la qualité des données du constructeur serait souhaitable, par exemple des données plus précises sous forme de tableaux et non plus de courbes.

II.4.3. Conclusion

Les modèles de composants de puissance délivrés par SPICE sont peu précis. Une implantation de modèles plus précis dans SPICE mérite d'être étudiée compte tenu de la diffusion de ce logiciel. Le modèle comportemental implanté dans MATRIXx convient bien pour la simulation fine. Il faut noter que seules les données constructeurs ont été utilisées pour décrire le MOSFET, aussi ce modèle possède une très grande souplesse d'utilisation ainsi qu'une meilleure précision que le modèle SPICE. La précision du modèle phénoménologique reste encore faible mais nous pensons qu'elle est fortement tributaire de la qualité des données et pourrait donc être améliorée. Cette simulation permet alors de prévoir les pertes par commutation, la surtension à l'ouverture et les fronts de tension dV_{ds}/dt et de courant dI_d/dt intervenant dans l'interaction puissance-commande.

II.5. CONCLUSION

La simulation fine du convertisseur constitue en elle-même un objectif intéressant à atteindre car elle permet de s'affranchir de la fabrication et de l'essai d'une maquette. De plus, une étude de sensibilité sur la base de cette simulation peut permettre au concepteur d'évaluer les différentes influences de la connectique ou des composants sur le fonctionnement du circuit. Ainsi, certains choix peuvent être guidés par la simulation. Cependant, il est important de souligner que la simulation ne constitue pas réellement une aide à la conception. En effet, la structure et la technologie sont des entrées de notre boîte "simulation" dont la sortie est constituée par les formes d'ondes. Ainsi, mis à part l'effet d'une analyse de sensibilité, la simulation ne permettra jamais de donner des règles au concepteur.

La simulation se situe donc en aval de la conception et permet une vérification rapide et aisée du bon fonctionnement du circuit électrique ainsi que le calcul des pertes par exemple. La simulation ne concurrence pas les approches éventuelles de conception mais elle est une étape complémentaire.

Dans ce chapitre, différents niveaux de modèles des composants et de la connectique du convertisseur statique ont été élaborés.

Les modèles les plus fins donc plus complexes sont dédiés à la simulation fine. Concernant la simulation fine, l'utilisation de SPICE semble à terme la plus raisonnable car SPICE est largement diffusé dans le monde industriel et comporte un éventail très large de modèles de composants que les constructeurs fournissent de plus en plus souvent dès la sortie de nouveaux composants. Cependant, si les modèles de composants petits signaux conviennent, il n'en n'est pas de même pour les composants de puissance. Aussi, un effort demande à être fourni pour intégrer des modèles plus précis de composants de puissance dans SPICE.

D'autres modèles plus simples ont été présentés. Ces modèles sont facilement manipulables grâce à des équations simples. Concernant les composants actifs, ces modèles ne représentent bien souvent qu'une phase bien déterminée de leur comportement. Ils devront donc être utilisés avec précaution. Le développement de ces modèles va servir à l'élaboration de règles de conception qui est l'objet du troisième chapitre.

CHAPITRE III

Recherche de Règles de Conception

III.1	Introduction	81
III.2	Couplage par Impédance Commune	82
III.2.1	introduction.....	83
III.2.2	analyse simplifiée.....	83
III.2.3	analyse élaborée.....	87
III.2.4	étude affinée de la commutation du MOSFET.....	90
III.2.5	conclusion.....	96
III.3	Couplage Inductif	97
III.3.1	introduction.....	97
III.3.2	étude d'évaluation des risques.....	97
III.3.3	étude quantitative et apport de solutions.....	100
III.3.4	étude de la propagation de la perturbation au sein de la carte commande.....	102
III.3.5	conclusion.....	108
III.4	Couplage Capacitif	109
III.4.1	introduction.....	109
III.4.2	étude d'évaluation des risques.....	109
III.4.3	étude quantitative et apport de solutions.....	112
III.4.4	étude de la propagation de la perturbation au sein de la carte commande.....	118
III.4.5	étude expérimentale du couplage capacitif.....	132
III.4.6	conclusion.....	137
III.5	Conclusion	138

III.1. INTRODUCTION

Dans le premier chapitre, les différents processus de l'interaction entre la puissance et la commande du convertisseur statique ont été exposés. Ces processus ont été classés selon les couplages qui les ont fait naître. Le deuxième chapitre a proposé l'étude des outils nécessaires à la compréhension fine des processus d'autoperturbation. Il s'agit de la modélisation des éléments intervenant dans un convertisseur statique qu'ils soient fonctionnels ou parasites. Ce troisième chapitre tente d'apporter des éléments de réponses à l'apparition de l'interaction puissance-commande.

L'objectif de ce chapitre est d'apporter des règles de conception pour les différents éléments qui constituent le processus de l'autoperturbation (source, chemin et victime). La notion de règles de conception est en fait liée à celle de contrainte. Aussi, dans ce chapitre, on cherchera à déterminer les contraintes sur la source, le chemin et la victime permettant de garantir le respect du critère. Le critère choisi est relatif au "bon fonctionnement" du convertisseur statique. Cette notion de "bon fonctionnement" est relativement subjective et nous verrons qu'il existe plusieurs critères selon les exigences du concepteur ou les modèles mis à sa disposition.

Afin de guider le concepteur dans ses choix technologiques, l'objectif de ce chapitre est de définir cette "simulation inverse" évoquée dans la première partie. Rappelons que la structure est une des données de notre problème.

La méthode utilisée se décompose en plusieurs temps. Dans un premier temps, le processus de l'interaction puissance-commande est modélisé. C'est pourquoi les éléments intervenant dans ce processus (connectique et composants) ont été modélisés. Dans un deuxième temps, un critère de "bon fonctionnement" du convertisseur est choisi. Ce critère peut dépendre du modèle étudié mais reste relatif à une certaine idée que le concepteur se fait du comportement correct de son convertisseur. Enfin, dans un troisième temps, les contraintes seront déterminées à partir du modèle du processus et du critère choisi. Ces contraintes sont la base de règles de conception technologiques par rapport à l'interaction puissance-commande qui permettront de guider le concepteur dans ses choix technologiques.

La méthode est résumée par le schéma suivant:

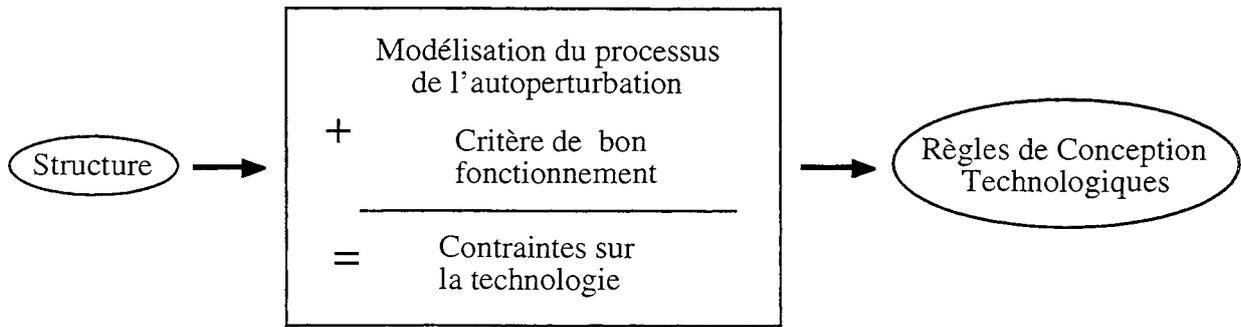


Fig. III-1. Méthode d'étude utilisée.

Pour chacun des trois couplages évoqués, nous nous efforcerons de suivre cette méthode.

Ainsi, dans un premier paragraphe, le couplage par impédance commune sera étudié afin d'élaborer des règles concernant l'implantation des composants de puissance ou le choix de certains composants. Ce couplage étant fortement lié au comportement de la cellule de commutation, les modèles utilisés sont relatifs à cette dernière. Deux modèles de complexité différente ont été étudiés pour tenter d'atteindre l'objectif.

Le second paragraphe traite du couplage inductif. Les différents cas de figures sont tout d'abord étudiés de façon qualitative. Le cas présentant le plus de risque est alors sélectionné puis étudié de façon quantitative. Des contraintes sur le modèle ont ainsi pu être obtenues.

Enfin, le troisième paragraphe est l'étude du couplage capacitif. Une étude des risques d'autoperturbation pour les différents cas de figures possibles permet de sélectionner le cas le plus risqué. Ce cas est ensuite étudié plus précisément; tout d'abord en ne tenant compte que de la victime effective; ensuite en considérant la victime fonctionnelle du système, c'est à dire l'interrupteur de puissance lui-même. Ainsi, des contraintes sur les modèles exposés ont été proposées.

III.2. COUPLAGE PAR IMPEDANCE COMMUNE

III.2.1. Introduction

Deux analyses sont proposées. La première est une analyse simplifiée effectuée avec un modèle de la commutation vue de la commande. La deuxième est plus élaborée et utilise le modèle complet décrit dans la deuxième partie. Les équations étant complexes, la résolution numérique a été inévitable.

III.2.2. Analyse Simplifiée

Cette analyse simplifiée permet de se faire une idée de l'influence de l'inductance de source sur la commutation. Cette étude repose sur le modèle simplifié de la commutation présenté en seconde partie, en introduisant l'impédance commune L_c . Ce modèle simplifié est partagé en trois phases et pour chacune de ces phases, nous étudierons les risques d'autoperturbation par l'impédance commune. Ainsi, pour chacune des phases, nous appliquerons la méthode décrite ci-dessous:

- modélisation du processus,
- choix d'un critère de "bon fonctionnement",
- détermination de contraintes sur la technologie.

III.2.2.a) Phase de commande

III.2.2.a1) Modélisation du processus

Le circuit de grille est le seul mis en jeu. La tension de commande charge ou décharge la grille du MOSFET représentée par la capacité C_{gs} . Le modèle est le suivant:

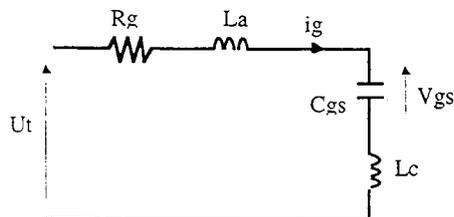


Fig. III2-1. Modèle de la phase de commande.

Lors de la commutation à la fermeture, la tension de commande U_t est à l'état haut, par exemple 15 volts et la tension grille-source V_{gs} à l'état bas, par exemple 0 volt. Lors de l'ouverture, par contre, les valeurs sont inversées. Le circuit est un circuit oscillant amorti, dont le comportement est régi par l'équation différentielle suivante:

$$(La + Lc) \cdot \frac{d^2 i_g}{dt^2} + Rg \cdot \frac{d i_g}{dt} + \frac{i_g}{Cgs} = 0 \quad (\text{III2-1})$$

III.2.2.a2) Choix d'un critère

Si le courant de grille change de signe, il peut décharger ou recharger la grille, suivant la commutation étudiée. Ce phénomène risque de troubler le fonctionnement de la commutation. Le critère choisi est relatif au changement de signe du courant de grille i_g . On impose alors aucun changement de signe sur le courant de grille.

III.2.2.a3) Détermination des contraintes

Le critère impose au système d'être suffisamment amorti. La contrainte obtenue est alors:

$$Rg > 2 \cdot \sqrt{\frac{La + Lc}{Cgs}} \quad (\text{III2-2})$$

Cette contrainte sera comparée aux suivantes pour déterminer la plus contraignante.

III.2.2.b) Phase de commutation du courant

III.2.2.b1) Modélisation du processus

Le modèle est celui décrit en deuxième partie auquel on rajoute les inductances parasites.

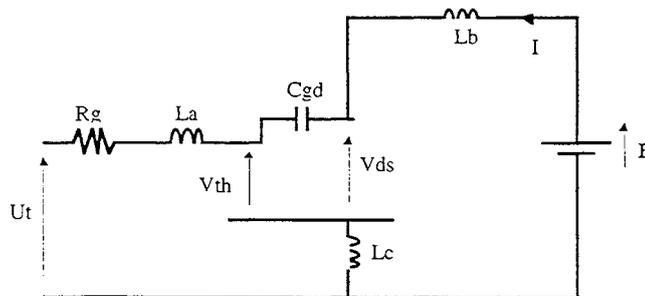


Fig. III2-2. Modèle de la phase de commutation du MOSFET.

Si on néglige les inductances La et Lc dans la maille de commande, on obtient alors:

$$\begin{aligned} \frac{dV_{ds}}{dt} &= \frac{V_{th} - U_t}{Rg \cdot Cgd}, \\ (Lb + Lc) \cdot \frac{dI}{dt} &= E - V_{ds}. \end{aligned} \quad (\text{III2-3})$$

En supposant que la capacité Cgd est constante, on peut déterminer le front de courant dI/dt en fonction du temps. On trouve:

$$\frac{dI}{dt} = \frac{(U_t - V_{th}) \cdot t}{Rg \cdot Cgd \cdot (Lb + Lc)} \quad (\text{III2-4})$$

Le front de courant est donc proportionnel au temps. La valeur maximale de ce front sera atteinte à la fin de cette phase. Lors de la fermeture, on a U_t au niveau haut et la phase prend fin lorsque le courant

I atteint le courant de charge I_{ch} . Ainsi, le temps que prend cette phase sera, pour la fermeture:

$$t_F = \sqrt{\frac{2 \cdot I_{ch} \cdot R_g \cdot C_{gd} \cdot (L_b + L_c)}{U_t - V_{th}}} \quad (III2-5)$$

Lors de l'ouverture, la tension de commande U_t est à l'état bas, par exemple, U_t est nul. La phase prend fin lorsque le courant I est nul. Le temps que dure cette phase d'ouverture sera alors:

$$t_o = \sqrt{\frac{2 \cdot I_{ch} \cdot R_g \cdot C_{gd} \cdot (L_b + L_c)}{V_{th}}} \quad (III2-6)$$

A l'aide de ces données, on peut calculer les fronts de courant maximum à la fermeture et à l'ouverture, soit:

$$\begin{aligned} \frac{dI}{dt}_{mF} &= \sqrt{\frac{2 \cdot I_{ch} \cdot (U_t - V_{th})}{R_g \cdot C_{gd} \cdot (L_b + L_c)}} \quad , \\ \frac{dI}{dt}_{mO} &= -\sqrt{\frac{2 \cdot I_{ch} \cdot V_{th}}{R_g \cdot C_{gd} \cdot (L_b + L_c)}} \quad . \end{aligned} \quad (III2-7)$$

Si maintenant, nous écrivons l'équation de la maille de commande en prenant en compte l'inductance commune, on obtient:

$$U_t = R_g \cdot i_g + V_{th} + L_c \cdot \frac{dI}{dt} \quad (III2-8)$$

Cette équation servira de support pour la détermination de la contrainte.

III.2.2.b2) Choix d'un critère

Le critère choisi est basé sur l'équation précédente. Ainsi, si le courant de grille change de signe, il existe un risque important de perturbation de la commutation. On impose alors aucun changement de signe du courant de grille i_g .

III.2.2.b3) Détermination des contraintes

L'équation précédente s'écrit aussi de cette façon: $R_g \cdot i_g = U_t - V_{th} - L_c \cdot \frac{dI}{dt}$ (III2-9)

En ce qui concerne la fermeture, le critère impose: $R_g \cdot i_g > 0$ (III2-10)

On a donc: $L_c \cdot \frac{dI}{dt} < U_t - V_{th}$ (III2-11)

En prenant la valeur maximale du front de courant à la fermeture calculée précédemment, on obtient une condition sur la résistance de grille R_g : $R_g > \frac{2 \cdot I_{ch} \cdot L_c^2}{C_{gd} \cdot (L_b + L_c) \cdot (U_t - V_{th})}$ (III2-12)

En ce qui concerne l'ouverture, le critère impose: $i_g < 0$ (III2-13)

Soit: $-L_c \cdot \frac{dI}{dt} < V_{th}$ (III2-14)

En prenant la valeur absolue maximale du front de courant à l'ouverture calculée précédemment, on obtient une condition sur la résistance de grille:

$$R_g > \frac{2 \cdot I_{ch} \cdot L_c^2}{C_{gd} \cdot (L_b + L_c) \cdot V_{th}} \quad (\text{III2-15})$$

En général, la tension de commande est de l'ordre de 15 Volts pour la fermeture et la tension de seuil du MOSFET est de l'ordre de 4 Volts. Ainsi, on a très souvent cette inégalité:

$$U_t - V_{th} > V_{th} \quad (\text{III2-16})$$

Donc, la condition sera plus restrictive à l'ouverture qu'à la fermeture. Cette analyse explique peut être en partie les observations expérimentales qui montrent que l'autoperturbation par impédance commune se produit d'abord lors de l'ouverture, comme le montre la Fig. III2-3.

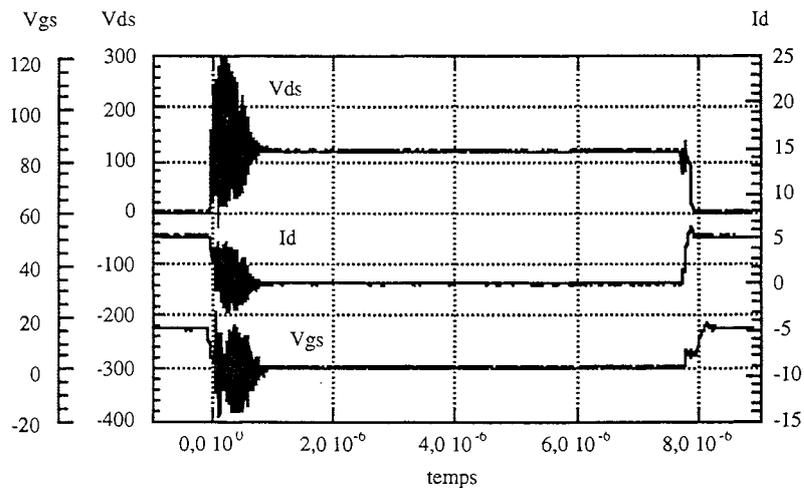


Fig. III2-3. Autoperturbation du convertisseur statique par impédance commune (formes d'ondes expérimentales).

III.2.2.c) Phase de commutation de la tension

Dans cette phase, le courant de puissance I est considéré constant. Ainsi, il n'y a pas d'action possible de la puissance sur la commande par impédance commune. Cette phase ne présente donc aucun risque.

III.2.2.d) Exploitation des résultats

L'analyse précédente a permis de dégager deux conditions que nous rappelons ci-dessous:

$$R_g > 2 \cdot \sqrt{\frac{L_a + L_c}{C_{gs}}} \quad (\text{III2-17})$$

$$R_g > \frac{2 \cdot I_{ch} \cdot L_c^2}{C_{gd} \cdot (L_b + L_c) \cdot V_{th}}$$

Quelques simulations ont été effectuées afin de vérifier ces conditions. Les résultats obtenus par SPICE ont nécessité plusieurs essais afin de déterminer la résistance R_g à la limite du fonctionnement corest du convertisseur. On s'aperçoit que ces conditions sont très contraignantes comme le montre le tableau de comparaison des résultats suivants:

Configuration			Simulation SPICE	Calculs
Structure (hacheur série)	Technologie			
Diode : MUR840 Ich = 4 A E = 100 V	IRFP250 : Vth = 4 V Cgs = 1,7 nF Cgd = 300 pF	La = 100 nH, Lb = 50 nH, Lc = 10 nH	Rg > 1 Ω	Rg > 12 Ω
		La = 40 nH, Lb = 40 nH, Lc = 10 nH	Rg > 1 Ω	Rg > 13 Ω
		La = 40 nH, Lb = 40 nH, Lc = 20 nH	Rg > 1 Ω	Rg > 44 Ω
	IRF740 : Vth = 4 V Cgs = 1,3 nF Cgd = 120 pF	La = 40 nH, Lb = 30 nH, Lc = 5 nH	Rg > 5 Ω	Rg > 10 Ω
		La = 50 nH, Lb = 50 nH, Lc = 10 nH	Rg > 7 Ω	Rg > 28 Ω
		La = 100 nH, Lb = 50 nH, Lc = 15 nH	Rg > 10 Ω	Rg > 33 Ω
		La = 100 nH, Lb = 50 nH, Lc = 20 nH	Rg > 12 Ω	Rg > 56 Ω

Fig. III2-4. Comparaison entre les contraintes calculées et la simulation.

Cette analyse reste donc schématique et c'est pourquoi les résultats sont relativement éloignés de ce que l'on peut trouver avec la simulation. Aussi, une analyse plus fine de la commutation du transistor MOSFET est nécessaire.

III.2.3. Analyse Elaborée

III.2.3.a) Modélisation du processus

Si l'on veut quantifier les éléments intervenant lors de la commutation du MOSFET, il faut utiliser un modèle complet. On a choisi le modèle phénoménologique décrit dans la deuxième partie et qui a été implanté dans MATRIXx. Le traitement est numérique, il s'agit donc d'une simulation mais dont le contrôle est beaucoup plus aisé que sur SPICE par exemple.

III.2.3.b) Choix d'un critère

Le choix du critère de commutation correcte est extrêmement délicat à déterminer. Il peut en exister autant que de concepteurs. Cependant, certains sont plus judicieux que d'autres.

Lors de la fermeture, l'analyse de la deuxième phase a montré qu'un risque de dysfonctionnement dû à l'évolution de la tension drain-source Vds existe. Le critère de bon fonctionnement de la fermeture consiste donc à ne pas autoriser la remontée de la tension drain-source Vds. Les formes d'ondes de la Fig. III2-5 simulées sur MATRIXx montrent un début de réouverture du transistor de puissance par la remontée de la tension drain-source Vds. Le transistor MOSFET IRF740 et la diode BYT08PI400 ont été utilisés. La résistance de grille vaut 15 Ω. Les inductances parasites de la connectique ont pour valeurs La=30 nH, Lb=30 nH et Lc=10 nH.

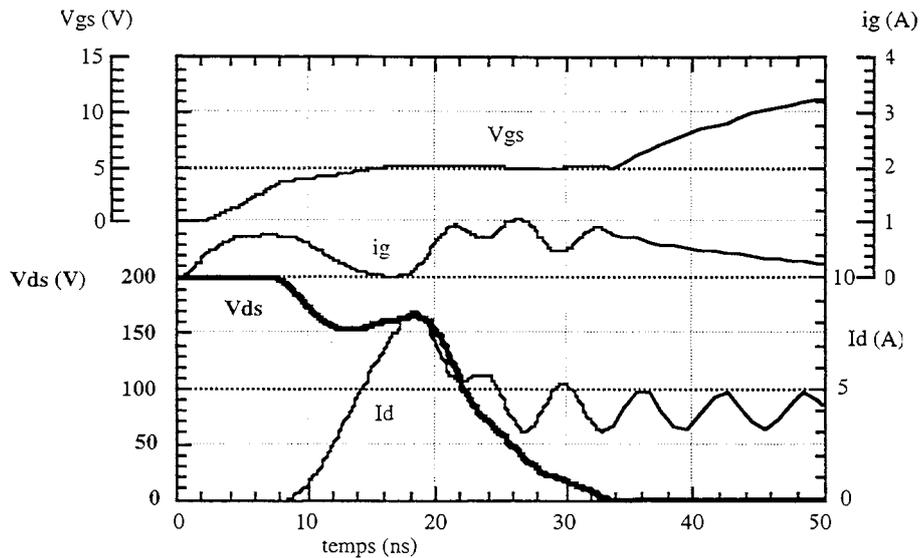


Fig. III2-5. Simulation de la perturbation de la commutation du transistor MOSFET lors de la fermeture.

Lors de l'ouverture, l'analyse de la troisième phase a montré que l'évolution du courant de drain peut subir un dysfonctionnement. Le critère de bon fonctionnement lors de l'ouverture du MOSFET consiste à ne pas autoriser à la variation du courant de drain I_d un changement de signe de la pente. Les formes d'ondes de la Fig. III2-6 simulées sur MATRIXx montrent un début de refermeture du transistor de puissance par la remontée du courant de drain I_d . Le transistor MOSFET IRF740 et la diode BYT08PI400 ont été utilisés. La résistance de grille vaut 10Ω . Les inductances parasites de la connectique ont pour valeurs $L_a=40 \text{ nH}$, $L_b=30 \text{ nH}$ et $L_c=25 \text{ nH}$.

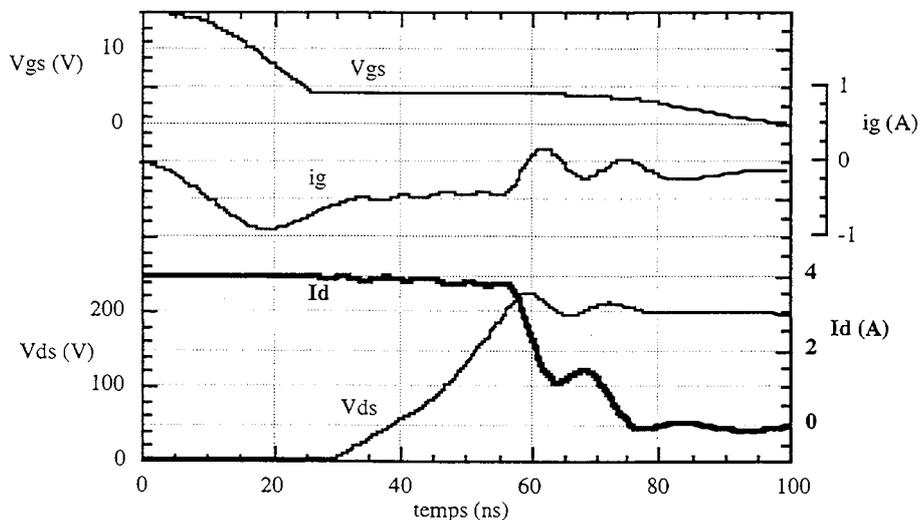


Fig. III2-6. Simulation de la perturbation de la commutation du transistor MOSFET lors de l'ouverture.

Les deux critères explicités sont certainement nécessaires au bon fonctionnement de la commutation. D'autres peuvent être rajoutés. Il peut s'agir d'une limitation en pertes énergétiques par commutation, d'une limitation en surtension à l'ouverture. Ils peuvent aussi concerner une limitation en fronts de courant et tension lors de la commutation, afin de limiter les émissions d'ondes perturbatrices. Tous ces critères sont à ordonner par le concepteur suivant les priorités qu'il a choisies.

III.2.3.c) Détermination des contraintes

Le modèle est traité de façon numérique. Aussi, la détermination des contraintes consiste simplement à vérifier le critère choisi. Le logiciel MATRIXx utilisé est élaboré et l'on peut intégrer des boucles informatiques autour de la simulation.

On peut ainsi faire varier la résistance de grille et vérifier le critère à la suite de chaque simulation. Cette méthode est relativement lourde à cause du bouclage du système. Mais compte tenu du fait que le bouclage peut être automatisé par l'informatique ainsi que le test sur le critère, la méthode relève bien d'une approche pseudo-conception.

III.2.3.d) Obtention des règles

Certains paramètres ont plus d'importance que d'autres dans l'influence sur l'autoperturbation. Ainsi, la résistance de grille et l'inductance de source ont été sélectionnées. On peut faire varier ces deux paramètres de façon indépendante et déterminer la zone de fonctionnement correcte selon le critère choisi.

Ainsi un tableau sera obtenu dans lequel les valeurs sont binaires et ont par exemple la valeur 0 si le fonctionnement est correct ou la valeur 1 si la commutation est perturbée selon le critère retenu.

Dans le cas de la fermeture et selon le critère choisi sur la tension drain-source V_{ds} , on obtient le tableau suivant:

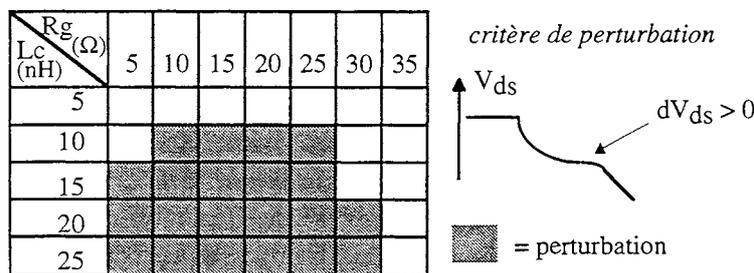


Fig. III2-7. Risques de perturbation à la fermeture.

Dans le cas de l'ouverture, selon le critère choisi sur le courant de drain I_d , on obtient le tableau suivant:

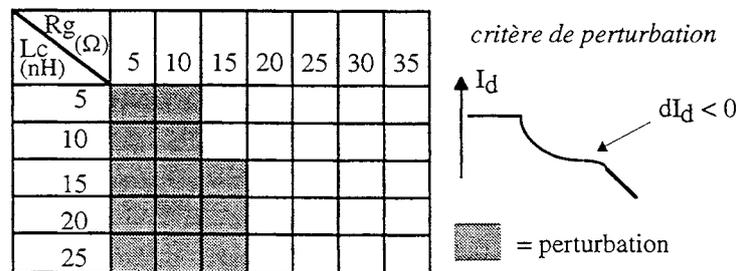


Fig. III2-8. Risques de perturbation à l'ouverture.

Les valeurs des autres paramètres sont représentés dans le tableau de la Fig. III2-9.

Composants	IRF740	$V_{th} = 3 \text{ V}$	
MOSFET	BYT08PI400	$C_{diode} = 25 \text{ pF}$	$I_{rm} = 3.8 \text{ A}$
Diode			
Puissance		$V_{cc} = 200 \text{ V}$	$I_{ch} = 4 \text{ A}$
Commande		$U_t = 15 \text{ V}$	
Circuit	$R_m = 0.1 \text{ } \Omega$	$L_b = 50 \text{ nH}$	$L_a = 50 \text{ nH}$

Fig. III2-9. Valeurs des paramètres utilisés lors des calculs sur MATRIXx.

Ces tableaux constituent une première approche dans l'élaboration de règles de conception technologique. Ainsi, connaissant l'inductance de source L_c , on peut aider le concepteur à choisir la résistance de grille limite.

En comparant les tableaux obtenus pour la fermeture et pour l'ouverture, on observe que la fermeture présente plus de risques de perturbation que l'ouverture, contrairement aux formes d'ondes expérimentales de la Fig. III2-3. Cela est certainement dû aux choix des critères qui ne sont pas encore très fins. On remarquera de plus que les contraintes sont encore relativement sévères. Toutefois, elles sont moins sévères que celles du tableau de la Fig. III2-4, correspondant au modèle simplifié. Un gain en terme d'espace de conception a donc été acquis par ce modèle par rapport au modèle simplifié précédent. Un choix plus judicieux des critères permettrait d'affiner l'obtention des contraintes.

III.2.4. Etude Affinée de la Commutation du MOSFET

III.2.4.a) Introduction

La mise en place du modèle étant effectuée, des connaissances supplémentaires sur la commutation du MOSFET peuvent être apportées par son exploitation [Sar]. Les composants utilisés ainsi que les paramètres sont décrits par la Fig. III2-10.

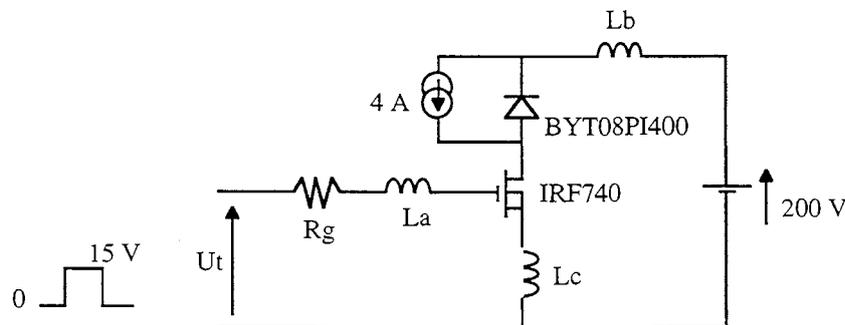


Fig. III2-10. Modèle de la cellule de commutation étudiée.

Dans les calculs qui suivent, les variables étudiées sont données en valeurs absolues.

III.2.4.b) Calcul de la surtension à l'ouverture

La surtension à l'ouverture peut conduire à des fonctionnements dont la fiabilité n'est pas facile à évaluer (présence de la diode zener drain-source qui dissipe la surtension en énergie dans le composant). Sa connaissance s'avère donc intéressante. La surtension à l'ouverture aux bornes du transistor MOSFET de puissance peut ainsi être calculée en fonction de la résistance de grille R_g et de l'inductance L_b .

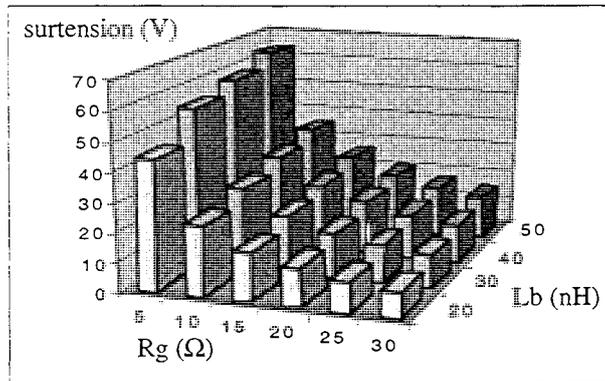


Fig. III2-11. Surtension à l'ouverture.

Pour ces calculs, l'inductance L_a est de 50 nH et L_c de 10 nH. Les tableaux comme celui de la Fig. III2-11 peuvent aider le concepteur dans ses choix.

La résistance de grille, ainsi que l'inductance L_b , ont une très grande influence sur la surtension à l'ouverture.

III.2.4.c) Calcul des pertes par commutation

La connaissance des pertes par commutation aide le concepteur à dimensionner le radiateur de refroidissement.

L'influence de la résistance de grille R_g et de l'inductance L_b est alors étudiée dans la Fig. III2-12. L'inductance L_a est de 50 nH et L_c de 10 nH.

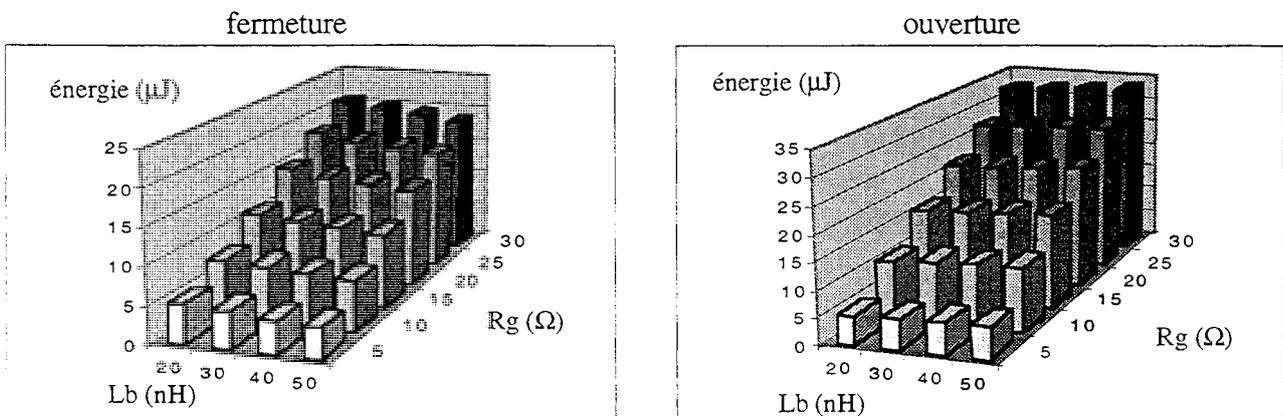


Fig. III2-12. Energie dissipée.

Les pertes par commutation sont dépendantes de la résistance de grille de façon importante. A

l'ouverture, elles sont légèrement supérieures qu'à la fermeture. L'influence de l'inductance L_b entre 20 nH et 50 nH est très faible sur les pertes par commutation.

III.2.4.d) Calcul des fronts de tension maximum

Afin d'étudier les risques d'autoperturbation par courant de mode commun émis lors de la commutation du MOSFET, il est important de connaître les fronts de tension dV/dt maximum à l'ouverture et à la fermeture.

En faisant varier l'inductance L_b et la résistance de grille R_g , on obtient les tableaux de valeurs des fronts de tension maximum suivants:

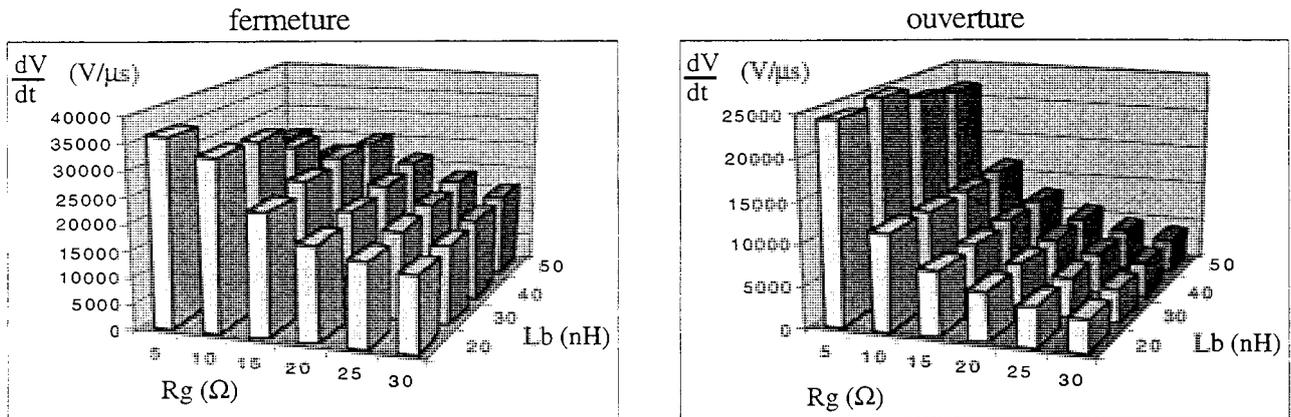


Fig. III2-13. Front de tension maximum.

L'inductance L_a est de 50 nH et L_c de 10 nH. L'influence de la résistance de grille R_g est importante sur la valeur absolue du front de tension maximum.

Lorsque l'inductance de la maille de puissance L_b+L_c est constante et égale à 50 nH, on a:

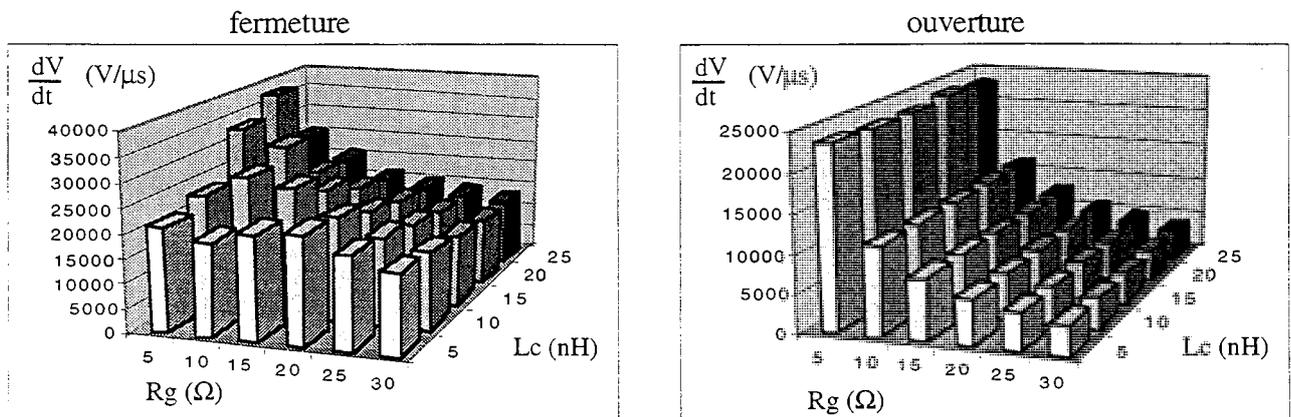


Fig. III2-14. Front de tension maximum.

L'inductance L_a est ici de 50 nH. Contrairement au cas de la fermeture, le front de tension maximum atteint lors de l'ouverture est fortement dépendant de la résistance de grille.

Lors de l'analyse simplifiée du paragraphe III.2.2, une formulation analytique du front de tension maximum a été développée (formulation (III2-3)). La connaissance de la valeur de ce front est indispensable pour l'étude de l'interaction puissance-commande. De plus, on cherchera les formulations les plus simples possibles de manière à rendre l'étude souple. Cette formulation est rappelée ci-dessous:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_{th} - U_t}{R_g C_{gd}} \quad (III2-18)$$

Pour une inductance L_c de 10 nH et une inductance L_b de 50 nH, il est possible de comparer les résultats de la formulation (III2-18) avec ceux de MATRIXx. La Fig. III2-15. montre les comparaisons pour la fermeture et l'ouverture.

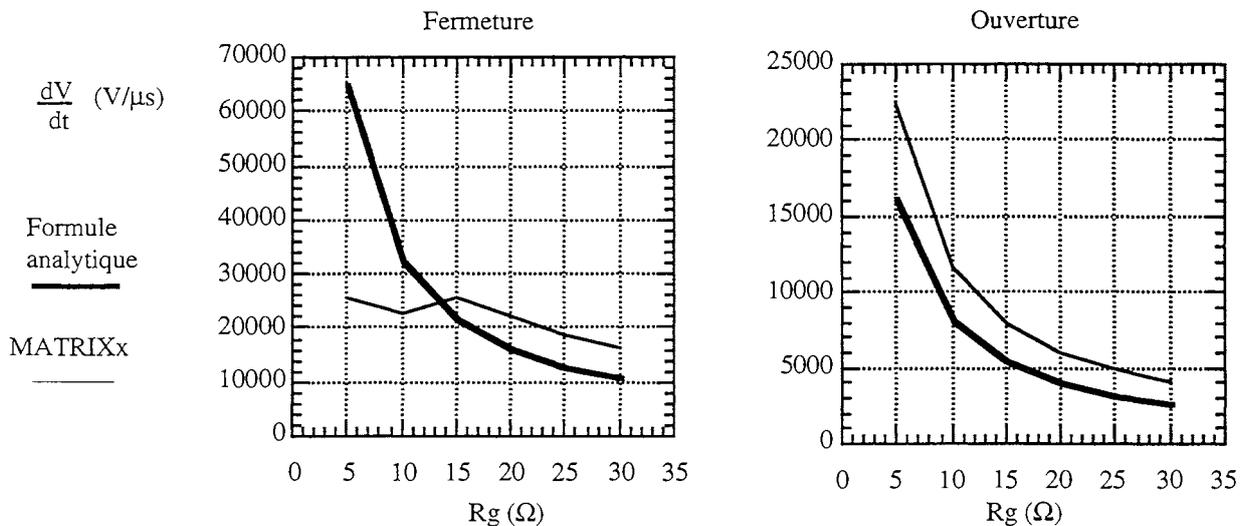


Fig. III2-15. Calcul du front de tension maximum à l'aide d'une formulation analytique.

Compte tenu de la simplicité de l'équation, les résultats sont acceptables. Les valeurs dépendent fortement de la capacité C_{gd} . Cette capacité C_{gd} , qui est aussi la capacité C_{rss} donnée par le constructeur, est constante et égale à la valeur de C_{rss} sous une tension drain-source V_{ds} de 200 V. En effet, les fronts maximums de tension seront atteints à tension V_{ds} élevée.

III.2.4.e) Calcul des fronts de courant maximum

Les risques d'autoperturbation par couplage inductif dépendant fortement du front de courant de puissance dI/dt , sa connaissance à l'ouverture et à la fermeture est souhaitée.

On peut faire varier la résistance de grille R_g et l'inductance L_b afin d'obtenir les tableaux suivants (avec $L_a=50$ nH et $L_c=10$ nH):

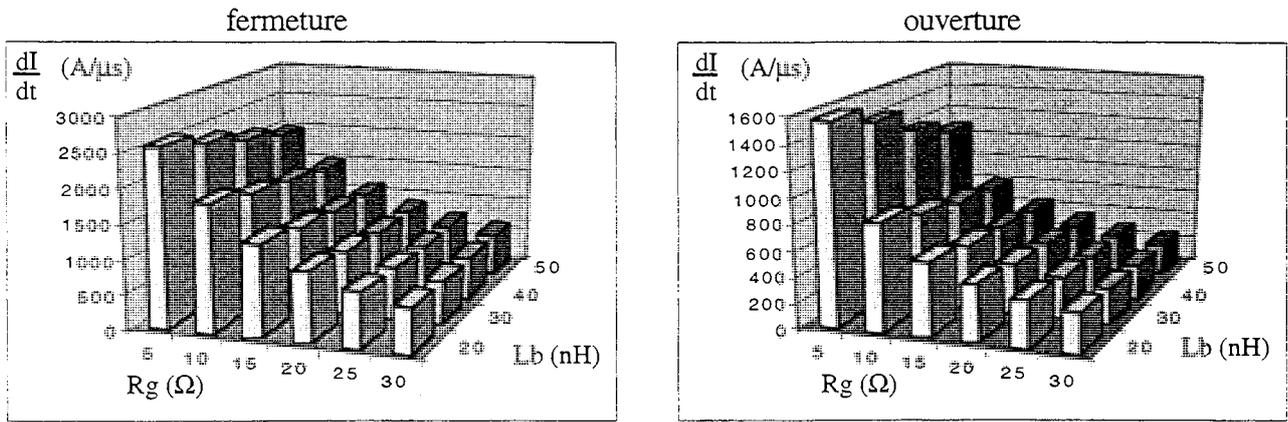


Fig. III2-16. Front de courant maximum.

Lorsque l'inductance de maille L_b+L_c est constante, on obtient:

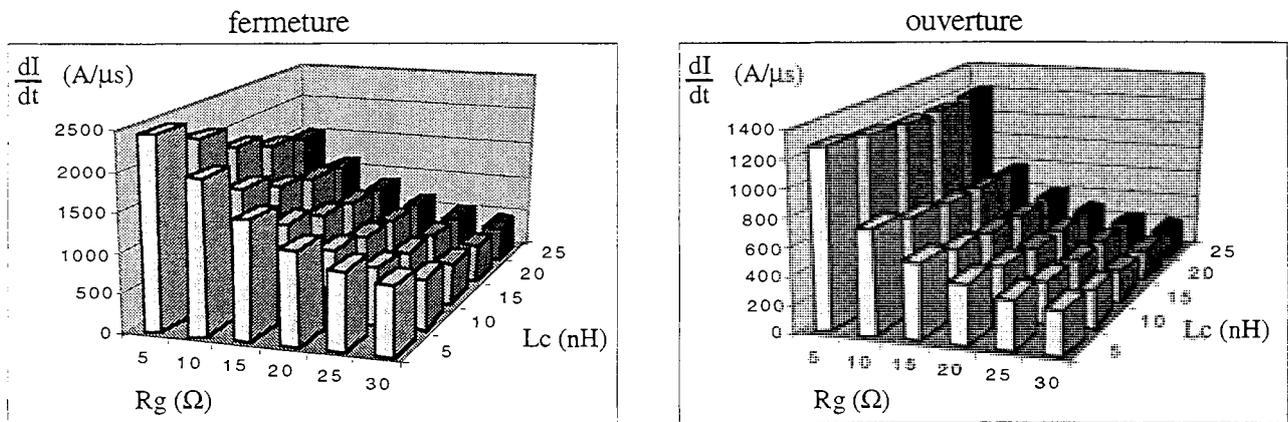


Fig. III2-17. Front de courant maximum.

L'inductance L_a est ici égale à 50 nH.

L'influence de la résistance de grille est significative à l'ouverture et à la fermeture. En revanche, si l'influence de l'impédance commune est importante à la fermeture, elle est négligeable à l'ouverture.

L'analyse simplifiée du paragraphe III.2.2 a permis de développer une formulation analytique du front de courant appelée ci-dessous:

$$\begin{aligned}
 \text{à la fermeture: } \quad \frac{dI}{dt} &= \sqrt{\frac{2 I_{ch} (U_t - V_{th})}{R_g C_{gd} (L_b + L_c)}} \\
 \text{à l'ouverture: } \quad \frac{dI}{dt} &= -\sqrt{\frac{2 I_{ch} V_{th}}{R_g C_{gd} (L_b + L_c)}} \quad (\text{III2-19})
 \end{aligned}$$

Pour des inductances L_b de 50 nH et L_c de 10 nH, une comparaison entre ces formulations analytiques et les résultats issus de MATRIXx est proposée Fig. III2-18. Seules les valeurs absolues seront considérées.

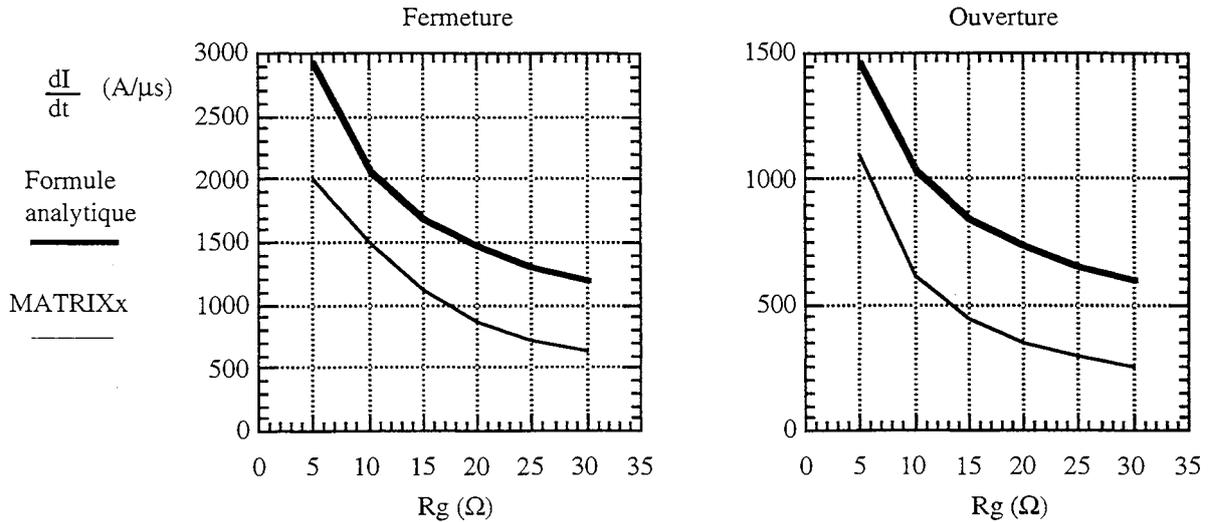


Fig. III2-18. Calcul du front de courant maximum à l'aide d'une formulation analytique.

La formulation analytique donne des résultats légèrement supérieurs à ceux de MATRIXx. Cependant, cette surévaluation peut être considérée comme un coefficient de sécurité vue de l'interaction puissance-commande.

III.2.4.f) Disposition de la capacité de découplage de l'étage rapproché de la commande

Dans le but de réduire l'inductance de la boucle de commande rapprochée du transistor de puissance, une capacité de découplage est souvent placée au plus près du push-pull. Le schéma de cette boucle, à la fermeture du MOSFET, ainsi que son modèle inductif est donné par la Fig. III2-19.

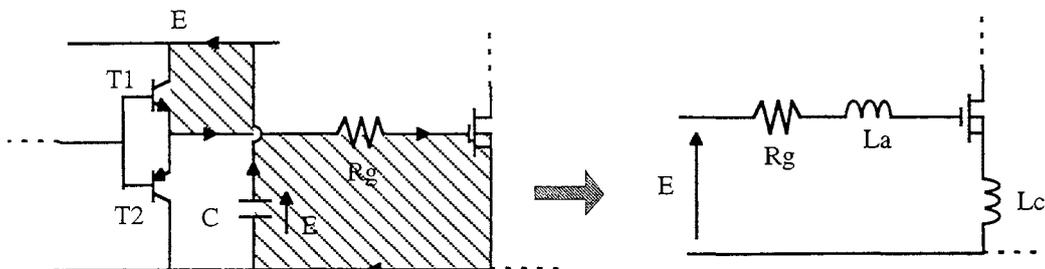


Fig. III2-19. Inductance de la boucle de commande rapprochée.

Lors de la fermeture du transistor MOSFET de puissance, le transistor bipolaire T1 est passant alors que le transistor T2 est bloqué. La boucle de commande est alors celle décrite par le schéma. Au cas où la capacité de découplage C est plus éloignée du push-pull, l'inductance La devient plus importante. L'influence du positionnement de la capacité de découplage C sur les risques d'autoperturbation par impédance commune peut être étudiée. La Fig. III2-20 montre les risques de perturbation par impédance commune lors de la fermeture du transistor MOSFET pour une inductance de commande La de 100 nH et de 50 nH.

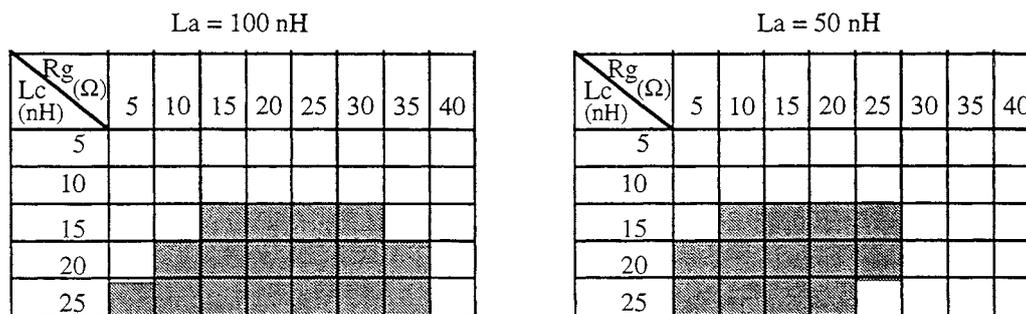


Fig. III2-20. Risques d'autoperturbation par impédance commune lors de la fermeture du MOSFET.

On voit qu'une inductance L_a de 50 nH réduit les risques de perturbation par impédance commune. Les calculs ont été effectués avec $L_b=100$ nH. Par cet exemple, l'utilité de la capacité de découplage sur la commande rapprochée est confirmée.

III.2.5. Conclusion

La recherche de solutions aux problèmes de couplage par impédance commune au sein de la cellule de commutation a nécessité la mise en oeuvre d'un modèle élaboré. Ce modèle étant basé sur des équations non linéaires, son inversion n'a pas été possible. Aussi, la méthode décrite au point III.1 a été appliquée d'une manière différente. Ainsi, à l'aide du logiciel MATRIXx, il a été possible de faire des simulations bouclées autour du critère de bon fonctionnement. Des simulations ont donc été inévitables, mais ce sont des simulations contrôlées contrairement à celles effectuées sur SPICE. A titre d'exemple, l'obtention des résultats d'un diagramme qui donne 30 valeurs, donc qui effectue 30 simulations, prend 5 mn sur une station de travail. Une boucle est effectuée autour de R_g et une autre autour de L_c , ce qui permet d'obtenir la matrice résultante du diagramme. Les résultats obtenus ont été décrits par rapport aux paramètres importants du couplage. Mais l'étude de la variation d'autres paramètres est aisée sur la base de l'installation du modèle sur MATRIXx. La vérification expérimentale pose d'énormes problèmes de mesures et de modélisation et constitue un travail lourd. Cependant, la méthodologie a été posée et a débouché sur des résultats intéressants.

III.3. COUPLAGE INDUCTIF

III.3.1. Introduction

Au moment de la commutation de l'interrupteur sur la diode ou réciproquement, la cellule de commutation constitue une boucle parcourue par un fort dI/dt (négatif au blocage de l'interrupteur et positif à son amorçage). Dans ce type d'étude, on considère, et de façon légitime, que les transistors de commande sont dans un état stable alors que la commutation du courant commence à peine.

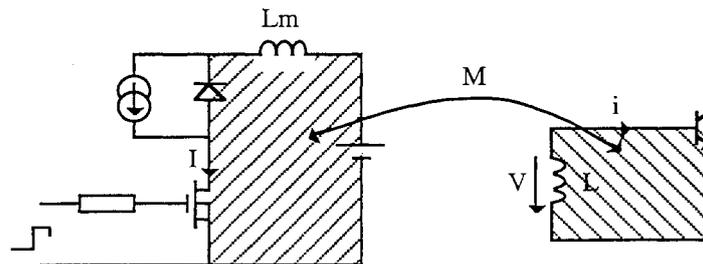


Fig. III3-1. Couplage inductif.

L'effet du couplage entre les deux boucles peut être représenté par l'existence de deux inductances couplées caractérisées par L_m , L et M . On peut écrire:

$$V = M \cdot \frac{dI}{dt} + L \cdot \frac{di}{dt} \quad (\text{III3-1})$$

Le problème est approché en trois étapes successives. La première étape évalue de façon qualitative les risques d'autoperturbation par couplage inductif. Le cas le plus risqué est étudié dans la deuxième étape de façon quantitative. Enfin, la propagation du signal perturbateur jusqu'à la grille est l'objet de la troisième étape.

III.3.2. Etude d'Evaluation des Risques

III.3.2.a) Introduction

La cellule de commutation constitue une boucle de puissance qui émet un champ magnétique variable lors de la commutation. Plusieurs cas sont donc à considérer suivant:

- le signe du front de courant,
- le signe et la valeur de la mutuelle,
- l'état de l'interrupteur victime.

III.3.2.b) Transistor victime initialement ouvert

Dans le cas d'un transistor victime T initialement ouvert, le transistor amont T1 est fermé. Le schéma

de principe est celui de la Fig. III3-2.

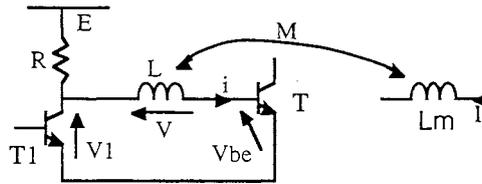


Fig. III3-2. Perturbation par couplage inductif d'un transistor initialement ouvert.

La tension induite dans la boucle victime s'écrit :

$$V = M \frac{dI}{dt} + L \frac{di}{dt} \quad (\text{III3-2})$$

$$V_{be} = V_1 - V \quad (\text{III3-3})$$

La tension V_1 peut être négligée si le transistor amont est saturé. L'inductance de la boucle L est source d'une tension induite s'opposant au courant qui l'a créée. Ainsi, une marge de sécurité est prise en compte si son effet est négligé. On peut alors écrire:

$$V_{be} = M \frac{dI}{dt} \quad (\text{III3-4})$$

Le critère de bon fonctionnement du transistor bipolaire est choisi par rapport à la tension de seuil de sa jonction base-émetteur. On impose:

$$V_{be} < V_{th} \quad (\text{III3-5})$$

L'équation (III3-4) et le critère (III3-5) mènent à la condition suivante :

$$M \frac{dI}{dt} < - V_{th} \quad (\text{III3-6})$$

Si cette condition est respectée, alors le transistor bipolaire sera considéré non perturbé. Deux cas se présentent selon le signe du terme MdI/dt .

Si $M \frac{dI}{dt}$ est négatif, alors la condition (III3-6) peut ne pas être respectée et il existera un risque de perturbation du transistor bipolaire. Par contre, si $M \frac{dI}{dt}$ est positif, la condition (III3-6) sera toujours respectée. En effet, la tension induite V est source d'un courant qui confirme l'état du transistor victime.

III.3.2.c) Transistor victime initialement fermé

Dans le cas d'un transistor victime T initialement fermé, le transistor amont $T1$ est ouvert. La boucle victime à considérer n'est donc plus la même que dans le cas précédent. Le processus de perturbation est celui de la Fig. III3-3.

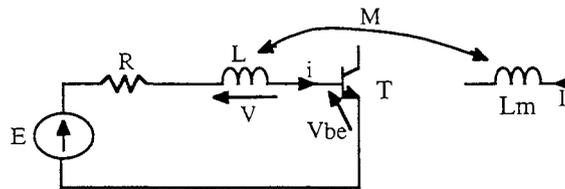


Fig. III3-3. Perturbation par couplage inductif d'un transistor initialement fermé.

La tension induite dans la boucle victime s'écrit:

$$V = M \frac{dI}{dt} + L \frac{di}{dt} \quad (\text{III3-7})$$

L'équation de maille s'écrit:

$$E = R i + V + V_{be} \quad (\text{III3-8})$$

L'effet de l'inductance de boucle peut être négligé. On se situe dans le pire des cas. La tension base-émetteur V_{be} est égale à la tension de seuil V_{th} du transistor bipolaire. On suppose que le transistor bipolaire est perturbé lorsque son courant de base est négatif ou nul. Ce critère mène à la condition de bon fonctionnement suivante:

$$M \frac{dI}{dt} \leq E - V_{th} \quad (\text{III3-9})$$

Le terme $E - V_{th}$ est nécessairement positif. Deux cas se présentent selon le signe de $M \frac{dI}{dt}$.

Si $M \frac{dI}{dt}$ est négatif, la condition (III3-9) sera toujours respectée. La tension induite ne fera que confirmer l'état du transistor bipolaire victime.

Si $M \frac{dI}{dt}$ est positif, il existe un risque que la condition (III3-9) ne soit pas respectée. Cependant, le terme $E - V_{th}$ est largement supérieur au terme V_{th} en général. Les valeurs courantes sont 15 Volts pour E et 0,7 Volts pour V_{th} . Ainsi, le risque sera faible comparativement au cas où le transistor bipolaire était initialement ouvert.

III.3.2.d) Récapitulation des risques de perturbation d'un transistor par couplage inductif

Les points précédents conduisent à des conclusions qualitatives relatives au risque de perturbation que le concepteur peut s'attendre à trouver. Le tableau de la Fig. III3-4 dresse un constat de l'évaluation du risque.

	$M \frac{dI}{dt} > 0$	$M \frac{dI}{dt} < 0$
transistor victime initialement ouvert	0	RISQUE
transistor victime initialement fermé	risque faible	0

Fig. III3-4. Evaluation qualitative des risques d'autoperturbation par couplage inductif.

Remarquons que le comportement plus ou moins oscillatoire du courant I lors de la commutation ne remet pas en cause l'étude précédente. L'interrupteur choisi pour développer le raisonnement est le transistor bipolaire 2N2222A. Bien entendu, les portes TTL issues de cette même technologie réagissent de la même manière. D'autre part, la logique CMOS est aussi définie par des tensions de seuils de fonctionnement. Le raisonnement effectué est donc valable pour les portes TTL et CMOS. Cette évaluation a permis de détecter les configurations les plus risquées mais reste cependant qualitative. Une étude quantitative est l'objet du point suivant.

III.3.3. Etude Quantitative et Apport de Solutions

III.3.3.a) Position du problème

Le cas le plus risqué est étudié de façon quantitative. Si les précautions sont prises pour que, dans ce cas de figure, le transistor ne soit pas perturbé, alors on considérera que les autres cas de figures ne présentent pas de risque. Ce cas concerne le transistor victime initialement ouvert et une sollicitation inductive $M \frac{dI}{dt}$ négative. L'objectif de cette partie est d'établir des règles garantissant le fonctionnement correct du transistor bipolaire dans ce cas là. Après avoir modélisé le processus de perturbation par couplage inductif et choisi un critère de fonctionnement correct, une condition sera déterminée qui constituera une ébauche de règles de conception.

III.3.3.b) Modélisation du processus

L'étude concerne le cas où le transistor bipolaire victime est initialement ouvert. La résistance R de la boucle victime a été représentée. La Fig. III3-5 schématise le processus de perturbation.

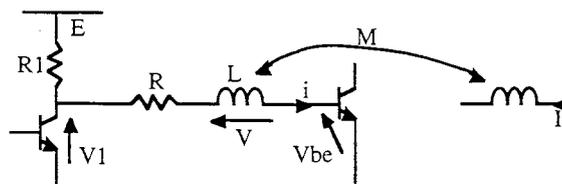


Fig. III3-5. Modélisation du processus d'autoperturbation par couplage inductif.

La tension $V1$ collecteur-émetteur du transistor amont saturé peut être négligée. La jonction base-émetteur du transistor bipolaire victime peut être modélisée par sa capacité de jonction C_{be} .

Finalement l'équation de la maille victime ainsi que la sollicitation de la boucle de puissance peuvent s'écrire:

$$\begin{aligned} V_{be} + M \frac{dI}{dt} + L \frac{di}{dt} + R i &= 0 \\ i &= C_{be} \frac{dV_{be}}{dt} \end{aligned} \quad (\text{III3-10})$$

On considère que la tension induite $M \frac{dI}{dt}$ est un créneau de tension (source d'excitation). Quant à lui, le modèle du processus est un circuit oscillant (équation du second ordre sur V_{be}).

Si l'on prend pour l'inductance de boucle L une valeur autour de 20 nH et pour la capacité de jonction du transistor bipolaire $C_{be}=25$ pF, la fréquence de coupure de l'équation se situe autour de 200 MHz. Si l'on suppose que le temps de montée dure environ 20 ns, soit une fréquence d'excitation équivalente de 20 MHz, on voit qu'un rapport 10 existe entre la fréquence de coupure du système et la fréquence d'excitation de la source. Aussi, la surtension éventuelle due à la résonance du système sera quasiment nulle. Par conséquent, la tension V_{be} aux bornes de la jonction base-émetteur du transistor bipolaire aura la valeur de la tension induite $M \frac{dI}{dt}$.

III.3.3.c) Choix d'un critère de bon fonctionnement

Le fonctionnement du transistor bipolaire sera considéré correct si sa tension base-émetteur V_{be} reste en deçà de la tension de seuil V_{th} du transistor. Le critère est alors:

$$V_{be} < V_{th} \quad (\text{III3-11})$$

III.3.3.d) Détermination des contraintes

La condition simple évoquée précédemment peut être utilisée. Cette condition est rappelée ci-dessous:

$$M \frac{dI}{dt} < - V_{th} \quad (\text{III3-12})$$

III.3.3.e) Obtention des règles

En prenant la condition (III3-12), et en prenant 0.7 Volts pour V_{th} , on obtient une hyperbole donnant $-M$ en fonction de $\frac{dI}{dt}$. Des simulations sur SPICE confirment cette courbe et sont marquées d'un point sur le graphe qui suit. Ces simulations ont été effectuées en cherchant la valeur de la mutuelle à la limite de la perturbation du transistor bipolaire.

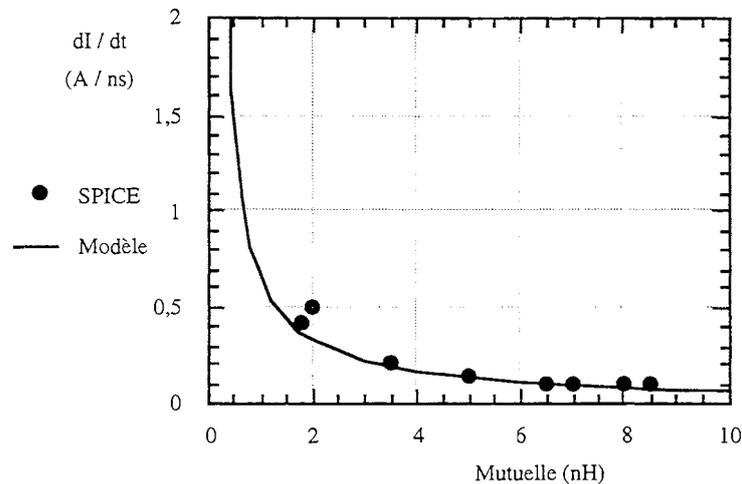


Fig. III-6. Vérification du modèle par des simulations sur SPICE à la limite de la perturbation.

On remarque que, pour les temps d'application plus faibles de la sollicitation, les points sortent du graphe mais correspondent néanmoins à un coefficient de sécurité plus grand.

Ainsi, le processus du couplage par effet induit se résume par la condition (III-12). Le principe de cet effet est de coupler une source de tension perturbatrice à une capacité de jonction. Aussi, le couplage s'effectue de façon quasi instantanée.

D'autre part, dans cette étude, un coefficient de sécurité est pris car on considère le système perturbé lorsqu'un seul de ces transistors victimes est perturbé. Or, un phénomène de propagation de la perturbation existe et demande une perturbation du transistor victime soutenue afin que la grille du MOSFET soit perturbée.

III.3.4. Etude de la Propagation de la Perturbation au sein de la Carte de Commande

III.3.4.a) Introduction

Lors de l'étude précédente, le système est considéré perturbé lorsque le transistor victime est perturbé. Ce critère, s'il procure un certain coefficient de sécurité, est toutefois restrictif. D'autre part, le coefficient de sécurité en question n'est pas connu de façon quantitative. En réalité, à la suite de la commutation inopinée du transistor victime, un certain temps se produit avant que la grille du transistor bipolaire soit atteinte par la perturbation. L'objet de cette partie est l'étude du risque encouru au niveau de la grille du MOSFET. Pour cette étude, une commande représentative a été choisie.

Un push-pull commande la grille du transistor MOSFET de puissance. Ce dernier est contrôlé par un transistor bipolaire qui constituera la victime. La boucle formée par ce transistor et son transistor amont est la boucle victime choisie, qui subit une tension induite par la commutation de la cellule de commutation. Ce processus est alors celui de la Fig. III-7.

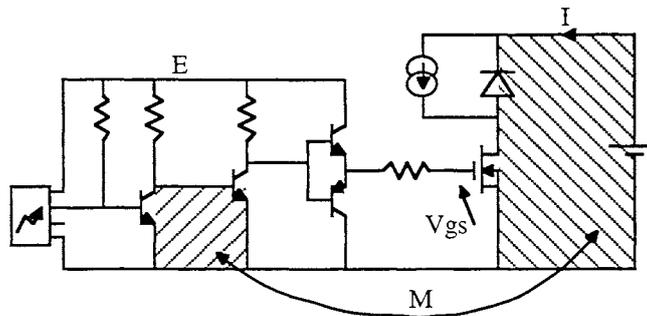


Fig. III3-7. Processus d'autoperturbation du convertisseur statique par couplage inductif.

Afin de rendre une étude analytique possible, un modèle de ce processus est proposé. La grille du transistor MOSFET est modélisé par sa capacité de jonction grille-source C_{gs} . Le couplage inductif est modélisé par une source de tension en créneau dont l'amplitude est égale à $M \frac{dI}{dt}$. La Fig. III3-8 représente le modèle de la perturbation.

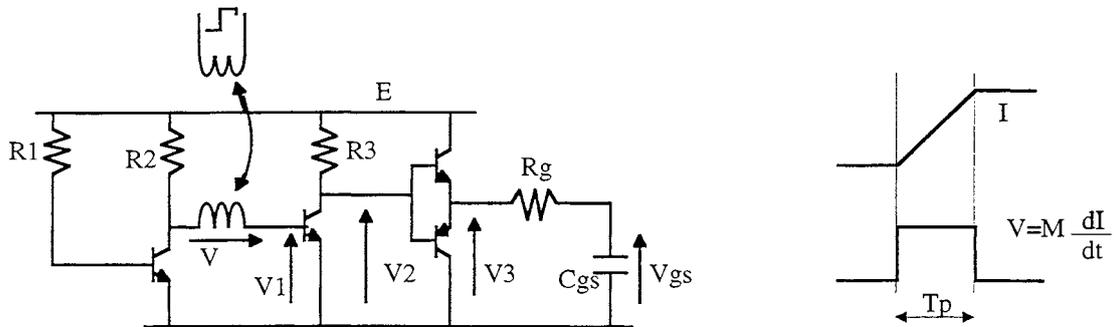


Fig. III3-8. Modèle de la perturbation.

Une expérimentation a été effectuée sur ce modèle. Le modèle et les formes d'ondes expérimentales qui lui sont associées sont représentés par la Fig. III3-9.

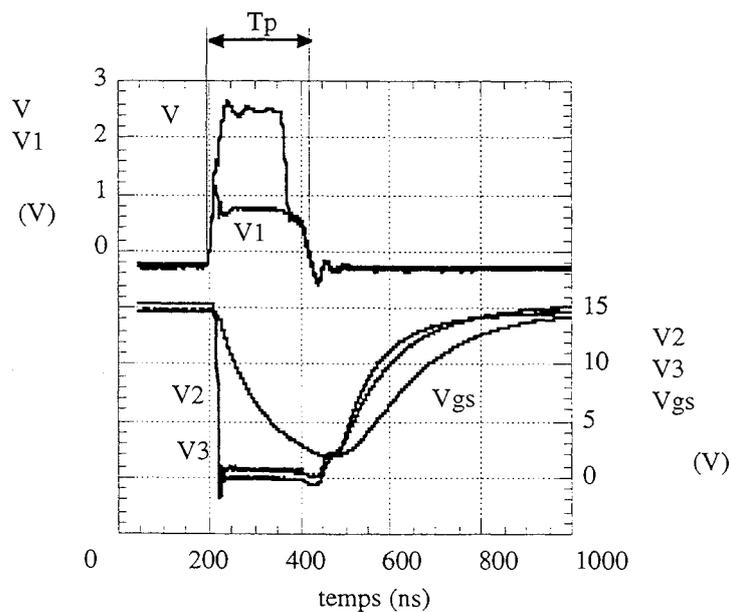


Fig. III3-9. Modèle de la perturbation inductive de la carte de commande et les formes d'ondes expérimentales associées.

On remarque que la jonction base-émetteur du transistor victime joue bien le rôle de diode. Ainsi, quelle que soit la tension induite, la tension base-émetteur V_1 n'est pas supérieure à la tension de seuil de la jonction.

La méthode d'analyse proposée dans la partie III.1 sera suivie.

III.3.4.b) Choix d'un critère

Dans l'étude quantitative précédente, le système était considéré perturbé lorsque le transistor victime était perturbé. Cette partie a pour ambition de tenir compte de l'effet de propagation. Le critère choisi est relatif à la tension grille-source V_{gs} . Cette tension ne doit pas fluctuer au-delà ou en deçà d'une tension limite, selon la commutation considérée. Par exemple, en ce qui concerne la fermeture du transistor de puissance, on peut imposer:

$$V_{gs} > V_{gsa} \quad (\text{III3-13})$$

avec: V_{gsa} : tension grille-source admissible par le concepteur.

III.3.4.c) Modélisation fine du processus de la perturbation

L'analyse du processus est basée sur l'observation fine et l'interprétation de formes d'ondes expérimentales. L'état initial, avant application de la tension induite, correspond à l'ouverture du transistor victime, donc l'état chargé de la grille du MOSFET. L'application de la perturbation charge la jonction base-émetteur du transistor victime. La perturbation se propage ainsi jusqu'à la grille.

On peut distinguer différentes phases, représentées sur les formes d'ondes précédentes. Dans chacune de ces phases, le comportement de la commande sera modélisé et une représentation analytique pourra être donnée. Les équations résultant des modèles sont exprimées en fonction du *circuit*, du temps t , de la tension limite admissible V_{gsa} , et de la tension induite $M \frac{dI}{dt}$. Le terme *circuit* représente les éléments du modèle comme les résistances de polarisation, les capacités de jonctions et la tension d'alimentation E de la commande. Le détail des calculs se trouve dans les annexes.

III.3.4.c1) Phase 1

L'application de la tension induite V_p dans la boucle victime provoque la fermeture quasi immédiate du transistor victime à condition que la tension induite V_p soit supérieure à la tension de seuil du transistor bipolaire. Le modèle de cette phase est celui de la Fig. III3-10.

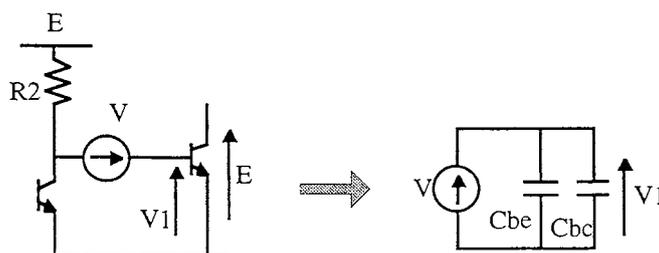


Fig. III3-10. Modèle de la phase 1.

Cette phase est instantanée si l'on néglige les inductances et résistances parasites car on couple une source de tension à une capacité de jonction. La tension V_1 atteint alors la tension de seuil avec un temps négligeable.

III.3.4.c2) Phase 2

La tension base-émetteur V_1 a alors dépassé le seuil si la perturbation est suffisante. Le transistor victime est passant et l'évolution de sa tension de sortie V_2 est possible. Le modèle de cette phase est représenté Fig. III3-11. Le push-pull se comporte comme un suiveur, aussi sa tension de sortie V_3 recopie sa tension d'entrée V_2 .

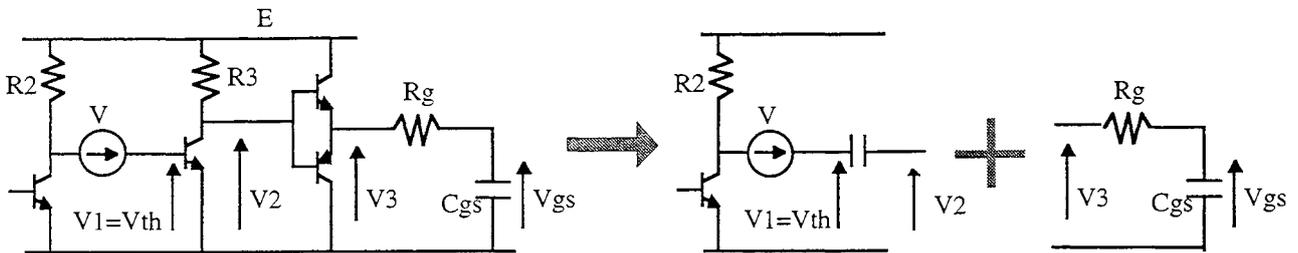


Fig. III3-11. Modèle de la phase 2.

L'évolution de la tension grille-source V_{gs} peut être calculée, ainsi que le temps t_2 que met la tension V_{gs} pour atteindre sa limite admissible V_{gsa} .

$$V_{gs} = \text{fonction}(\text{circuit}, M \frac{dI}{dt}, t)$$

$$t_2 = \text{fonction}(\text{circuit}, M \frac{dI}{dt}, V_{gsa}) \quad (\text{III3-14})$$

III.3.4.c3) Phase 3

La perturbation s'arrête. Le modèle est celui de la Fig. III3-12.

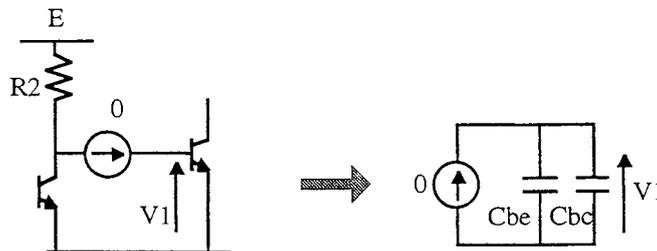


Fig. III3-12. Modèle de la phase 3.

La décharge des jonctions base-émetteur et base-collecteur est immédiate.

III.3.4.c4) Phase 4

L'ouverture du transistor victime entraîne alors l'évolution des tensions V_2 et V_{gs} . La Fig. III3-13 rend compte du modèle de cette phase.

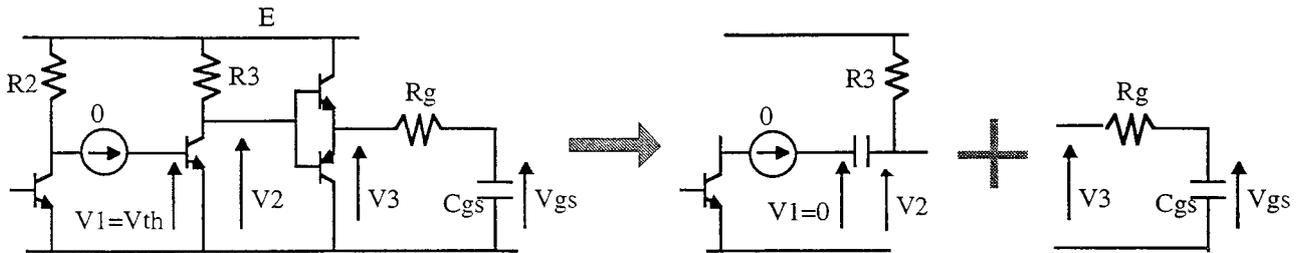


Fig. III3-13. Modèle de la phase 4.

L'évolution de la tension grille-source V_{gs} peut alors être calculée:

$$V_{gs} = \text{fonction (circuit)} \quad (\text{III3-15})$$

La grille se recharge pour retrouver son état avant l'application de la perturbation.

III.3.4.c5) Reconstitution du processus de la perturbation de la commande

En assemblant les quatre phases, on peut reconstituer le processus. La Fig. III3-14 montre les formes d'ondes modélisées.

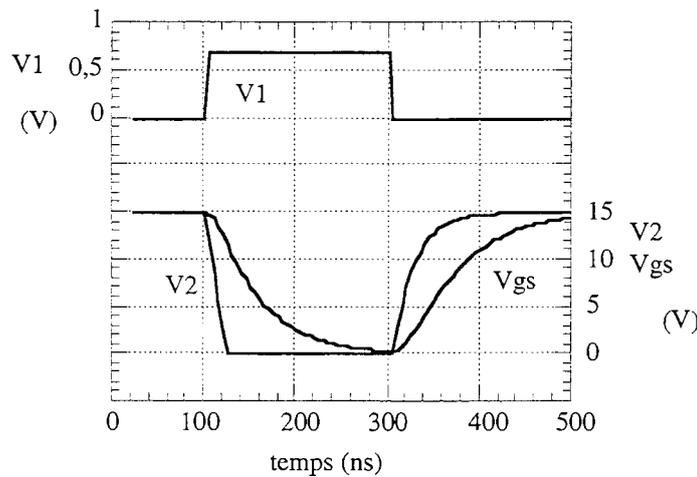


Fig. III3-14. Formes d'ondes modélisées de la perturbation par couplage inductif de la commande.

Les formes d'ondes sont relativement proches de l'expérimentation. Ce modèle sera considéré convenable pour cette étude.

III.3.4.d) Calcul du temps limite de perturbation

Si l'on veut garantir un fonctionnement correct de la cellule de commutation, il est nécessaire que le critère (III3-13) soit respecté. Les formes d'ondes de la commande à la limite de la perturbation de la grille sont schématisées ci-dessous.

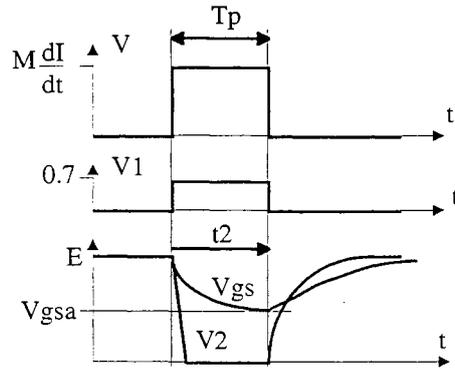


Fig. III3-15. Formes d'ondes de la commande à la limite de la perturbation de la grille.

D'après le schéma, l'égalité vectorielle suivante peut être exprimée à la limite de la perturbation.

$$T_p = t_2 \quad (\text{III3-16})$$

Ainsi, le temps de perturbation maximal à la limite de la perturbation s'exprime en fonction des caractéristiques du circuit, de la tension grille-source admissible V_{gsa} et de la tension induite MdI/dt . Le temps limite de maintien de la tension induite s'exprime en fonction de la tension d'alimentation de la commande E , de la capacité grille-source C_{gs} , de la tension admissible V_{gsa} , et des résistances R_2 et R_g . En faisant varier R_2 et R_g , on peut observer leur influence sur le temps limite de perturbation.

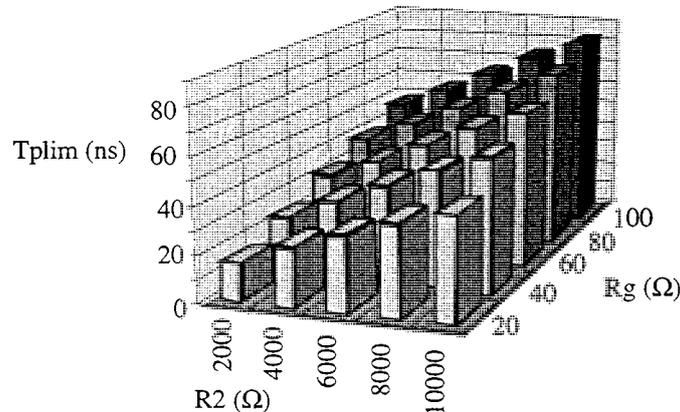


Fig. III3-16. Etude de l'influence de R_2 et R_g sur le temps limite de perturbation.

Une expérimentation montre que l'influence de la tension induite est quasiment nulle tant que cette tension est supérieure à la tension de seuil du transistor bipolaire. Aussi, le paramètre important à prendre en considération pour cette analyse est le temps de maintien de la perturbation. En effet, la jonction base-émetteur du transistor bipolaire est une diode qui ne voit que la tension de seuil dans le pire des cas. Une expérimentation a été effectuée en faisant varier la valeur de la tension induite mais avec un temps de maintien de cette tension constant.

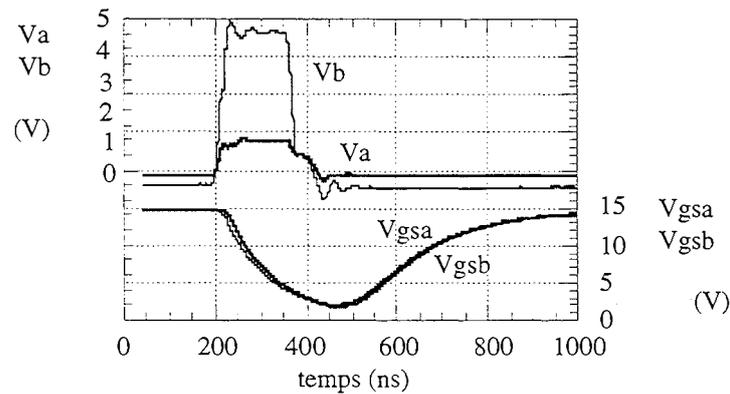


Fig. III3-17. Etude de l'influence de la valeur de la tension induite sur la perturbation de la grille.

La valeur de la tension induite n'a aucune incidence sur la tension de grille V_{gs} tant que cette tension est supérieure à la tension de seuil du transistor victime. Ainsi, seul le temps de maintien de cette perturbation sera à prendre en compte.

III.3.5. Conclusion

La solution au couplage inductif a été représentée par des contraintes simples liant la valeur de la mutuelle entre les boucles source et victime et le front du courant parcourant la boucle source. Le problème devient désormais plus complexe car il faut lier cette contrainte à des règles de conception sur les formes et positions des boucles, donc des pistes. En effet, la formulation permettant de calculer la mutuelle entre deux boucles est complexe et non bijective. Aussi, pour imposer des formes de boucles ou de positions entre boucles à partir d'une valeur limite de mutuelle entre boucles, la difficulté est grande car les degrés de liberté sont importants. Il est alors nécessaire d'imaginer des gabarits de pistes, de position, de surface qui permettent de limiter le nombre de degrés de liberté et d'approcher l'élaboration de règles. Ce travail est lourd car il suppose une connaissance en conception de circuit que seul un spécialiste possède. L'acquisition de données peut s'avérer nécessaire pour traiter ce cas.

III.4. COUPLAGE CAPACITIF

III.4.1. Introduction

Le couplage capacitif étudié dans ce paragraphe III.4 concerne le couplage dû aux capacités parasites entre pistes et plan de masse. En effet, il s'agit du cas le plus critique pour les configurations où un plan de masse proche des circuits de commande et de puissance existe [Puz]. Cependant, une application concernant le couplage capacitif dû aux capacités parasites des transformateurs d'alimentations est proposée dans le chapitre IV.

La recherche de solutions au couplage capacitif est approchée en trois étapes successives allant du modèle le plus simple au plus fin. La première étape évalue de façon qualitative les risques d'autoperturbation par couplage capacitif. Le cas le plus risqué est alors traité de façon quantitative dans la deuxième étape à l'aide d'un modèle simple. Enfin, la propagation de la perturbation au sein de la carte de commande est analysée dans la troisième étape. A la suite de ces trois modélisations, une étude expérimentale est effectuée afin de montrer l'importance du choix du dessin des pistes et de vérifier le fonctionnement correct des modèles élaborés.

Un circuit de commande représentatif a été choisi. Il comporte un étage push-pull à transistors bipolaires, contrôlé par un transistor bipolaire, ce dernier étant commandé par un phototransistor. Le circuit de puissance qui est une cellule hacheur, avec son circuit de commande sont représentés Fig. III4-1. Les capacités parasites entre les pistes du circuit et le plan de masse sont également représentées.

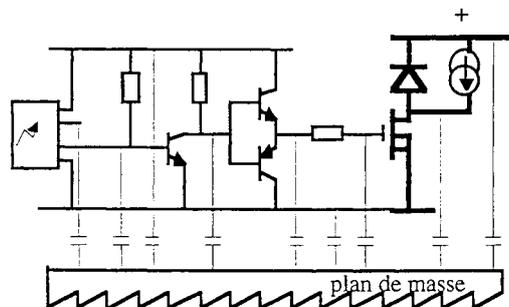


Fig. III4-1. Cellule hacheur et son circuit de commande sur plan de masse.

III.4.2. Etude d'Evaluation des Risques

III.4.2.a) Introduction

Le processus de l'autoperturbation par couplage capacitif comprend deux interrupteurs: l'interrupteur victime et l'interrupteur source. Ceux-ci sont situés sur le même plan de masse dans notre cas de figure. L'interrupteur source est modélisé par une rampe en tension qui représente la commutation de ce dernier. Dans ce type d'étude, on considère que les interrupteurs de la commande sont dans un état

stable alors que la commutation de l'interrupteur de puissance s'effectue. Le modèle simplifié du processus de perturbation est celui de la Fig. III4-2.

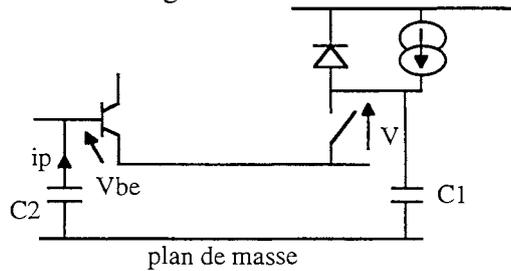


Fig. III4-2. Modèle simplifié du processus de perturbation par couplage capacitif.

L'expression (I2-6) peut être appliquée pour ce cas. Elle est rappelée ci-dessous:

$$i_p = C_{eq} \cdot \frac{dV}{dt} \quad \text{avec:} \quad C_{eq} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (\text{III4-1})$$

Plusieurs cas sont alors à considérer suivant l'état initial du transistor bipolaire victime et la commutation de l'interrupteur source.

III.4.2.b) Transistor victime initialement fermé

Dans le cas où le transistor victime est initialement fermé, un courant est apporté à sa base par la tension d'alimentation et la résistance de polarisation. La tension base-émetteur est fixe et égale à la tension de seuil V_{th} . La source de perturbation peut être modélisée par une source de courant découlant de l'expression (III4-1). Le modèle est alors celui de la Fig. III4-3.

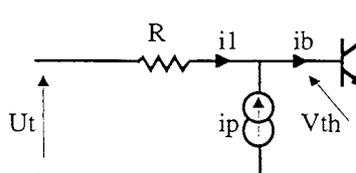


Fig. III4-3. Modélisation de la perturbation d'un transistor initialement fermé par couplage capacitif.

Les équations de maille et de noeud de ce schéma électrique sont:

$$\begin{aligned} i_b &= i_1 + i_p \\ i_1 &= \frac{E - V_{th}}{R} \end{aligned} \quad (\text{III4-2})$$

Le critère de bon fonctionnement du transistor victime est choisi sur le courant de base i_b . On impose alors:

$$i_b > 0 \quad (\text{III4-3})$$

Les équations du modèle et ce critère mènent à la condition de bon fonctionnement suivante:

$$i_p > -\frac{E - V_{th}}{R} \quad (\text{III4-4})$$

Le terme $-\left(\frac{E-V_{th}}{R}\right)$ est inférieur à zéro car la tension d'alimentation E est supérieure à la tension de seuil V_{th} du transistor. Deux cas se présentent selon le signe du courant de perturbation i_p .

Si $i_p > 0$ alors la condition de bon fonctionnement (III4-4) sera toujours respectée. Le courant s'ajoute au courant de polarisation et va dans le sens de l'état fermé du transistor victime. Le risque de perturbation est donc nul. Ce cas se produit pour un front de tension positif du transistor de puissance, c'est-à-dire lors de l'ouverture de ce dernier.

Par contre, si le courant de perturbation i_p est négatif, la condition (III4-4) peut ne pas être respectée et il existe donc un risque de perturbation du transistor victime. Ce cas correspond à la fermeture du transistor de puissance.

III.4.2.c) Transistor victime initialement ouvert

Dans le cas d'un transistor victime initialement ouvert, son transistor amont est fermé. Le cas de figure est alors celui de la Fig. III4-4.

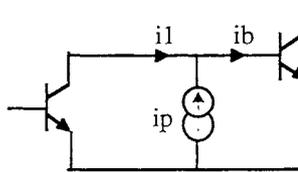


Fig. III4-4. Modélisation de la perturbation d'un transistor initialement ouvert par couplage capacitif.

Avant application du courant de perturbation, le courant i_b est nul. Selon le signe du courant i_p , deux cas se présentent.

Si le courant de perturbation i_p est inférieur à zéro, la condition sera respectée. Il n'y a donc aucun risque de perturbation. Il s'agit du cas de la fermeture du transistor de puissance.

Si le courant de perturbation i_p est positif, il existe un risque de perturbation du transistor victime. Cependant, l'impédance de la jonction collecteur-émetteur du transistor amont est faible devant l'impédance de la jonction base-émetteur du transistor victime. La quasi-totalité du courant de perturbation aura tendance à circuler par le transistor amont. Le risque de perturber le transistor victime sera donc faible.

III.4.2.d) Récapitulation des risques de perturbation d'un transistor par couplage capacitif

L'étude des différents cas de figures possibles, mène au tableau récapitulatif de la Fig. III4-5. Le tableau représente une évaluation qualitative des risques de perturbation d'un transistor par couplage capacitif.

	ouverture du transistor de puissance	fermeture du transistor de puissance
transistor victime initialement ouvert	risque faible	0
transistor victime initialement fermé	0	RISQUE

Fig. III4-5. Evaluation des risques d'autoperturbation par couplage capacitif.

Cette évaluation a permis de détecter les configurations les plus risquées mais reste qualitative. Une étude quantitative est l'objet du point III.4.3. Cette étude a été effectuée sur la base du transistor bipolaire. Cependant, tous les interrupteurs fonctionnant par apport de charge sur leur commande pourront être identifiés au transistor victime de l'étude.

III.4.3. Etude Quantitative et Apport de Solutions

III.4.3.a) Introduction

Seul, le cas le plus risqué sera étudié, c'est-à-dire celui où le transistor victime est initialement fermé et où le transistor de puissance commute à la fermeture. Si le bon fonctionnement du transistor victime est assuré dans ce cas là, on considère alors que le fonctionnement est correct. Une étude quantitative, même si elle est simplifiée, est proposée. Pour cela, la répartition du courant de mode commun dans les pistes du circuit est prise en compte. Après une modélisation du processus d'autoperturbation et un choix du critère de bon fonctionnement, des contraintes seront déterminées qui mèneront à des règles.

III.4.3.b) Modélisation du processus

Afin de modéliser le processus, la commutation à la fermeture du transistor de puissance est assimilée à une rampe en tension. La répartition du courant de mode commun dans les différentes pistes du circuit est prise en compte. Les impédances de tous les composants de la carte de commande sont négligées. Les capacités parasites entre les pistes autres que la piste du point milieu et la piste reliée à la victime peuvent alors être rassemblées. Le processus est modélisé par le schéma de la Fig. III4-6.

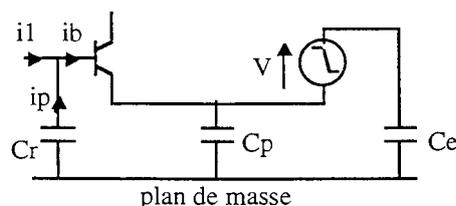


Fig. III4-6. Modélisation du processus d'autoperturbation par couplage capacitif.

Le courant i_1 est le courant de polarisation du transistor victime.

A partir du schéma électrique de la Fig. III4-6, on peut calculer le courant de perturbation i_p en fonction des paramètres de la commutation (dV/dt) et du chemin de propagation (C_e , C_r , C_p).

$$i_p = \frac{C_e \cdot C_r}{C_e + C_r + C_p} \cdot \frac{dV}{dt} \quad (\text{III4-5})$$

III.4.3.c) Choix d'un critère de bon fonctionnement

Le critère de bon fonctionnement choisi est relatif au courant de base i_b du transistor victime. On impose:

$$i_b > 0 \quad (\text{III4-6})$$

III.4.3.d) Détermination des contraintes

En reliant le critère (III4-6) à l'expression (III4-5) issue du modèle, la condition suivante est alors obtenue:

$$\frac{C_e \cdot C_r}{C_e + C_r + C_p} \cdot \frac{dV}{dt} < i_1 \quad (\text{III4-7})$$

Où i_1 est le courant de polarisation du transistor bipolaire. S'il s'agit d'un composant discret, $i_1 = \frac{E}{R_I}$. S'il s'agit d'un transistor intégré dans un composant, comme par exemple le transistor de sortie d'un optocoupleur, i_1 est donné par les constructeurs.

Le respect de la condition (III4-7) garantit le fonctionnement correct du système.

III.4.3.e) Obtention de règles

Pour garantir le bon fonctionnement d'une carte de commande, il est nécessaire de garantir le bon fonctionnement de chaque transistor de la carte de commande. Ainsi, pour chaque transistor, la condition (III4-7) devra être respectée.

Afin de faire respecter cette condition, trois actions distinctes peuvent être mises en oeuvre.

- On peut tout d'abord réduire la valeur du front de tension dV/dt en agissant sur la résistance de grille du transistor MOSFET comme cela a été étudié dans la partie III.2. Mais cette action entraîne des pertes par commutation plus importantes.

- On peut aussi augmenter l'immunité du transistor victime, en diminuant la résistance de polarisation pour les transistors bipolaires, ou en choisissant un optocoupleur différent.

- Enfin, on peut agir sur le chemin de propagation, en diminuant la capacité liée à la victime C_r , en diminuant la capacité liée à la source C_e , ou alors, en augmentant la capacité C_p des autres pistes. On détourne alors le courant de mode commun vers les pistes peu sensibles, créant un leurre capacitif. Il est ensuite nécessaire de lier la valeur de la capacité parasite aux dimensions géométriques de la piste considérée.

Deux applications concernant la conception technologique d'un hacheur et d'un onduleur avec cartes de commande et de puissance sur SMI sont proposées.

III.4.3.f) Conception technologique qualitative d'un hacheur sur SMI

III.4.3.f1) Structure

La structure proposée est la plus simple possible. Elle se compose d'un transistor de puissance et d'une diode de roue libre. Le transistor de puissance est contrôlé par un circuit de commande. Le tout est placé sur le même substrat SMI.

III.4.3.f2) Analyse technologique du circuit

Chaque piste du circuit possède une capacité parasite la reliant au plan de masse. Dans cette analyse, une victime est privilégiée devant les autres. Un modèle simplifié du processus d'autoperturbation est proposé Fig. III4-7.

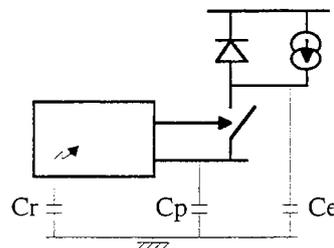


Fig. III4-7. Modèle simplifié du couplage capacitif au sein du hacheur.

Le modèle a déjà été décrit précédemment et possède trois capacités parasites. La capacité parasite C_e relie la piste du point milieu flottant au plan de masse. Cette capacité est la capacité émettrice de courant de mode commun. La capacité parasite C_r relie le plan de masse à la piste victime. C'est la capacité parasite réceptrice de la perturbation. Enfin, la capacité parasite C_p est la capacité reliant le plan de masse à l'ensemble des autres pistes du circuit. C'est en quelque sorte la capacité parasite protectrice du circuit car elle détourne les courants de mode commun de la victime.

III.4.3.f3) Design qualitatif de la carte

La condition permettant de garantir le fonctionnement correct du convertisseur est la suivante:

$$\frac{C_e \cdot C_r}{C_e + C_r + C_p} \cdot \frac{dV}{dt} < i_l \quad (\text{III4-8})$$

où i_l est le courant de polarisation du transistor victime.

Si l'on ne s'intéresse qu'aux pistes du circuit et, afin de ne pas changer les performances du circuit, on voit que la condition sera d'autant mieux respectée que la capacité réceptrice C_r sera faible; la capacité émettrice C_e doit être la plus faible possible et la capacité protectrice C_p la plus élevée possible. Le cas extrême est celui du clou de masse qui relie le plan de masse à la source du transistor de puissance. Ce cas assure un fonctionnement correct vis-à-vis du couplage capacitif car la quasi-totalité du courant de mode commun remonte par ce clou, empêchant toute perturbation d'une éventuelle victime de la carte

de commande. Cependant, si, pour des raisons de compatibilité de masse, on ne peut pas poser de clou, le design de la carte devra être soigné. Le design qualitatif de la carte de puissance est celui de la Fig. III4-8.

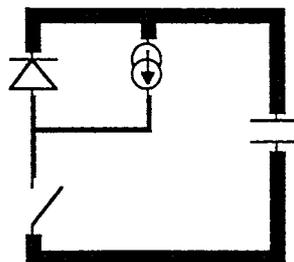


Fig. III4-8. Design qualitatif du circuit de puissance du hacheur.

Ainsi, les pistes à potentiels constants devront avoir une surface très importante par rapport à celle des pistes du point milieu, qui sont les pistes émettrices du courant de mode commun.

III.4.3.g) Conception technologique qualitative d'un onduleur sur SMI

III.4.3.g1) Structure

La structure d'étude est un demi-pont. Deux transistors de puissance commutent en alternance, permettant d'obtenir un courant alterné. La partie puissance et les deux circuits de commande sont placés sur le même substrat.

III.4.3.g2) Analyse technologique du circuit

Chaque piste du circuit est reliée au plan de masse par une capacité parasite. Chaque transistor de puissance possède son circuit de commande. Dans chacun des circuits de commande, on considère une victime. Le processus d'autoperturbation par couplage capacitif est modélisé par le schéma de la Fig. III4-9.

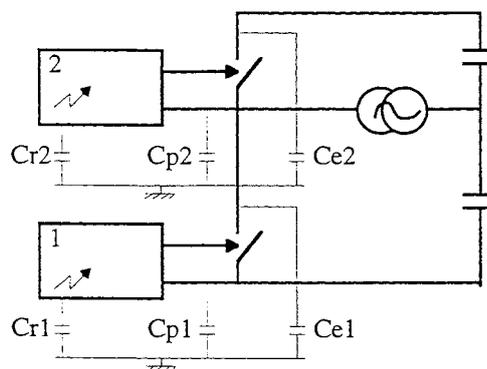


Fig. III4-9. Modèle simplifié du couplage capacitif au sein de l'onduleur.

Pour chacune des victimes, on peut associer le schéma équivalent décrit par le hacheur avec trois capacités parasites: l'émettrice C_e , la réceptrice C_r et la protectrice C_p . La carte de commande 2 est liée au point milieu. Son potentiel subit donc les variations imposées par la commutation. Ainsi, la capacité

émettrice de la commande 1 est aussi protectrice de la commande 2. On sent bien qu'un équilibre est à trouver si l'on ne veut pas défavoriser une commande en protégeant l'autre des courants de mode commun.

III.4.3.g3) Design qualitatif de la carte

Si l'on considère une victime pour chaque circuit de commande, les conditions à respecter sont alors:

$$\begin{aligned} \frac{(Cr2+Cp2+Ce1) \cdot Cr1}{\Sigma C} \cdot \frac{dV}{dt} < i1 \\ \frac{(Cr1+Cp1+Ce2) \cdot Cr2}{\Sigma C} \cdot \frac{dV}{dt} < i2 \end{aligned} \quad (III4-9)$$

avec: $\Sigma C = Cr1 + Cr2 + Cp1 + Cp2 + Ce1 + Ce2$,

$i1$ et $i2$ sont les courants de polarisation des victimes de chacune des commandes,
 dV/dt est la variation de tension du point milieu.

La capacité protectrice de la commande 1 participe à l'émission d'un courant de mode commun susceptible de perturber la commande 2, ce qui explique le terme $Cr1+Cp1+Ce2$.

Ces conditions s'écrivent alors:

$$\begin{aligned} \frac{(\alpha2 + q) \cdot Cr1}{\alpha1 + \alpha2 + 1 + q} \cdot \frac{dV}{dt} < i1 \\ \frac{(\alpha1 + 1) \cdot Cr2}{\alpha1 + \alpha2 + 1 + q} \cdot \frac{dV}{dt} < i2 \end{aligned} \quad (III4-10)$$

si l'on pose:

$$q = \frac{Ce1 + Cp2}{Ce2 + Cp1} \quad \alpha1 = \frac{Cr1}{Cp1 + Ce2} \quad \alpha2 = \frac{Cr2}{Cp1 + Ce2}$$

Les capacités parasites $Cr1$ et $Cr2$ sont souvent négligeables devant les autres. Si cette approximation est faite, les conditions s'écrivent alors:

$$\begin{aligned} \frac{q}{1 + q} \cdot Cr1 \cdot \frac{dV}{dt} < i1 \\ \frac{1}{1 + q} \cdot Cr2 \cdot \frac{dV}{dt} < i2 \end{aligned} \quad (III4-11)$$

Si l'on suppose que les deux commandes sont équivalentes, on a:

$$\begin{aligned} Cr1 &= Cr2 \\ i1 &= i2 \end{aligned} \quad (III4-12)$$

Les deux conditions sont donc:

$$\begin{aligned} \frac{q}{1 + q} \cdot Cr1 \cdot \frac{dV}{dt} < i1 \\ \frac{1}{1 + q} \cdot Cr1 \cdot \frac{dV}{dt} < i1 \end{aligned} \quad (III4-13)$$

L'optimum de ce couple de conditions apparaît lorsque le rapport q est égal à l'unité. Cet optimum impose alors l'égalité suivante:

$$Ce1 + Cp2 = Ce2 + Cp1. \quad (\text{III4-14})$$

Cette égalité est la vérification de l'intuition de la partie g2). Ainsi le design qualitatif de la partie puissance de l'onduleur est celui de la Fig. III4-10.

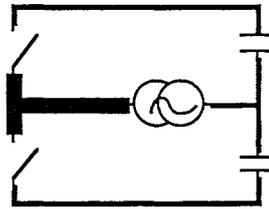


Fig. III4-10. Design qualitatif du circuit de puissance de l'onduleur.

Les pistes à potentiels constants devront donc avoir une surface égale à celle des pistes du point flottant. Il est à noter que le design des pistes de la commande sera plus délicat que pour le hacheur car un leurre capacitif n'est pas possible. Bien entendu, un clou de masse est fortement déconseillé pour ce type de structure, car s'il favorise trop une commande, c'est au dépens de l'autre.

Deux simulations sur SPICE ont été effectuées. Les capacités parasites entre pistes et plan de masse ont été modélisées. Les deux simulations sont effectuées avec les mêmes capacités parasites, mais un clou de masse reliant le plan de masse à la piste du point froid de l'onduleur a été installé pour la deuxième simulation. Ainsi, la simulation sans clou de masse donne les formes d'ondes de la Fig. III4-11.

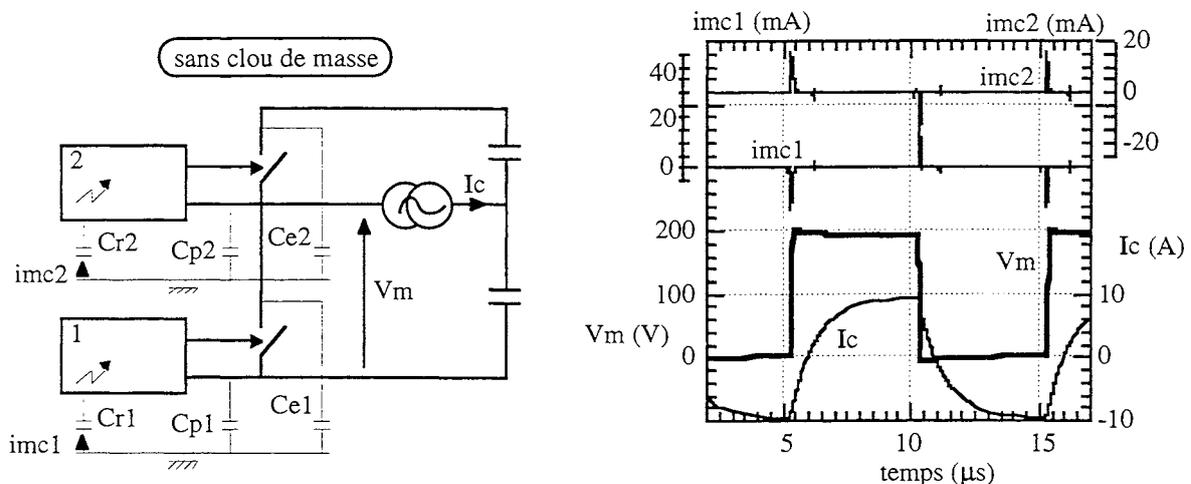


Fig. III4-11. Simulation SPICE d'un onduleur et sa commande sur plan de masse.

Le fonctionnement est correct. En revanche, si l'on pose un clou de masse reliant la commande 1 au point froid de l'onduleur, les simulations SPICE montrent un dysfonctionnement de l'onduleur.

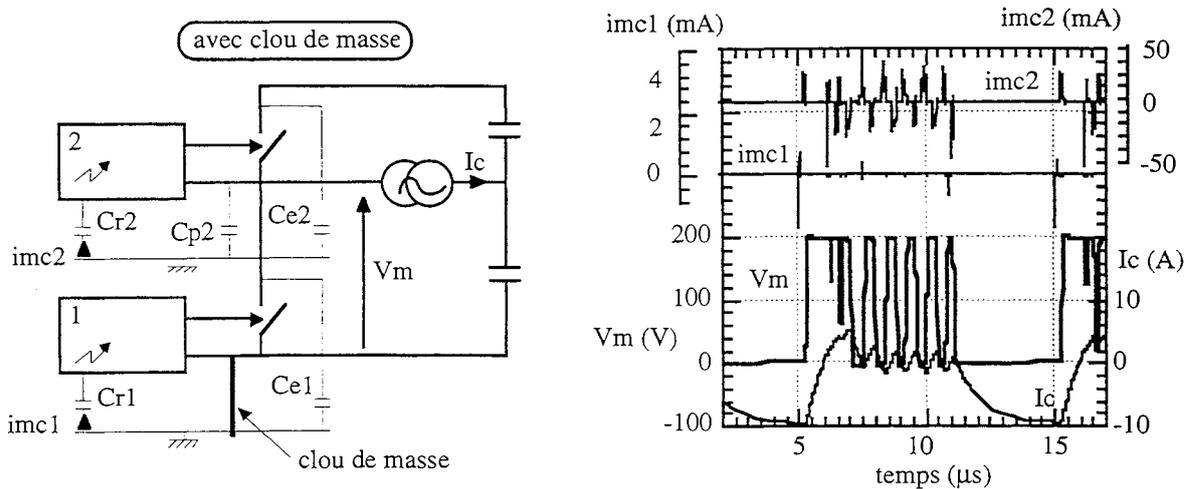


Fig. III-4-12. Simulation SPICE d'un onduleur et sa commande sur plan de masse avec un clou de masse.

Ainsi, le clou de masse n'est pas préconisé pour l'onduleur.

III.4.4. Etude de la Propagation de la Perturbation au Sein de la Carte de Commande

III.4.4.a) Description de la commande étudiée

Le circuit de commande étudié est choisi relativement simple et représentatif. Il comporte un étage push-pull chargeant ou déchargeant la grille. Un transistor bipolaire contrôle cet étage push-pull et est commandé par un optocoupleur. Afin de simplifier l'étude, le transistor de sortie de l'optocoupleur est remplacé par un transistor bipolaire discret. Ce dernier constitue le transistor victime de la commande. Le pire des cas sera étudié, c'est-à-dire lorsque le transistor victime est initialement fermé et que le transistor de puissance commute à la fermeture. Lorsqu'il commute, sa tension de commande grille-source V_{gs} est à peu près constante et égale à la tension de seuil V_{th} du composant. La Fig. III-4-13 schématise les formes d'ondes caractéristiques du MOSFET en commutation.

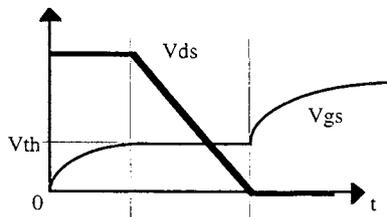


Fig. III-4-13. Formes d'ondes en tension de la commutation du transistor MOSFET de puissance à la fermeture.

Dans le modèle qui suit, la tension grille-source V_{gs} est considérée constante. La perturbation sera représentée par une source de courant en créneau, l'amplitude du courant étant proportionnelle au front de tension et aux capacités parasites, la durée du créneau correspondant au temps de la commutation du transistor de puissance.

La grille du transistor de puissance MOSFET est remplacée par sa capacité grille-source C_{gs} .

Finalement, le modèle d'étude est celui de la Fig. III-4-14. La cellule de commutation avec les capacités

parasites pistes-plan de masse, source de la perturbation, sont modélisées par un créneau de courant i_p entre le point froid de la commande et la base du transistor bipolaire victime qui est celui le plus en amont. Les éléments remplacés par leur modèle sont représentés en grisé sur la Fig. III4-14.

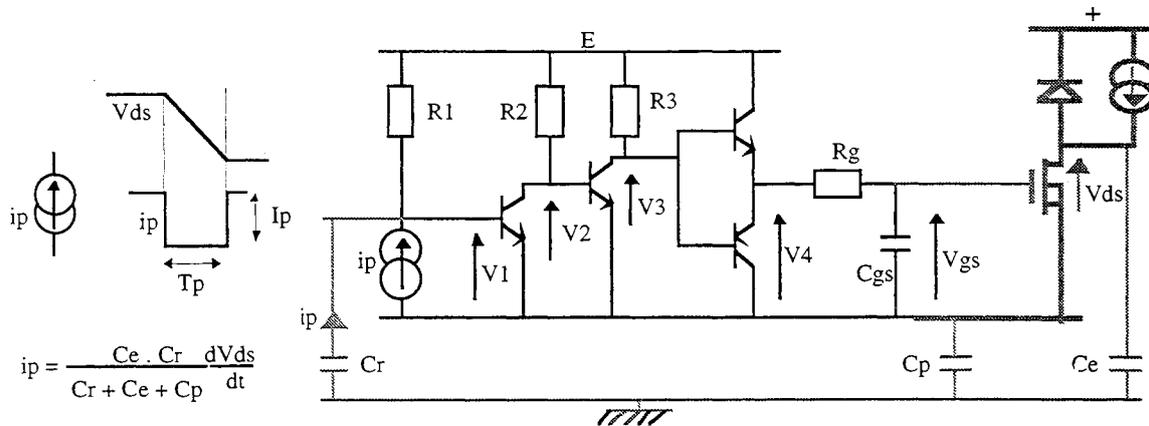


Fig. III4-14. Modèle de la perturbation capacitive de la carte de commande.

Une expérimentation montre d'une part que la perturbation met un certain temps à se propager de l'interrupteur victime à la grille du transistor MOSFET. D'autre part, il est possible que le transistor victime soit perturbé sans que la grille ne soit atteinte. La Fig. III4-15 montre les formes d'ondes expérimentales. Une simulation sur SPICE de ce phénomène est possible comme le montre la Fig. III4-16. Cette simulation a été effectuée avec les mêmes paramètres que pour l'expérimentation.

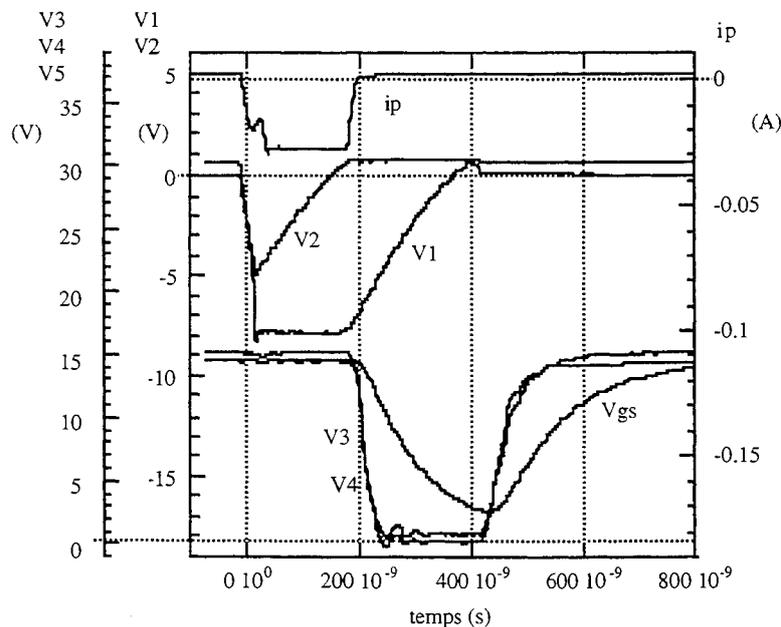


Fig. III4-15. Formes d'ondes expérimentales de la commande lors de la perturbation.

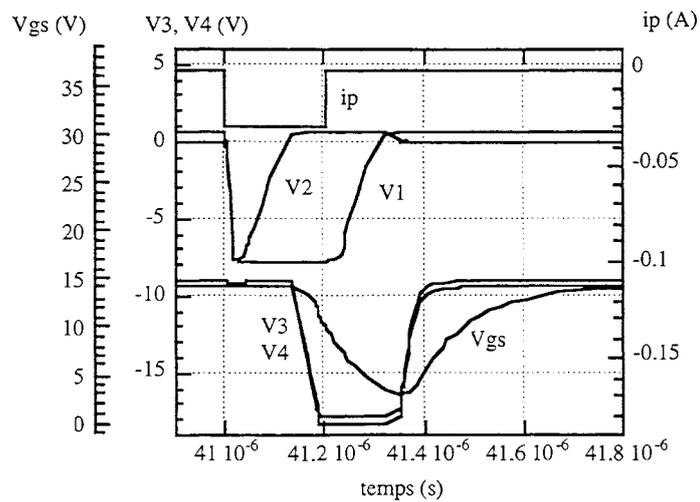


Fig. III-4-16. Formes d'ondes simulées de la commande lors de la perturbation (SPICE).

Ainsi, une simulation permet de connaître l'état de perturbation de la grille de la même façon qu'une expérimentation. Mais elle ne permet pas de déterminer la valeur du courant de perturbation limite en fonction d'un critère choisi par le concepteur. Pour atteindre cet objectif, la méthode proposée consiste à modéliser le processus de perturbation afin de déterminer des conditions sur le courant de perturbation en fonction d'un critère choisi par le concepteur. Cette démarche est résolument une démarche de conception qui se différencie de la simulation.

III.4.4.b) Choix d'un critère de bon fonctionnement

Dans l'étude quantitative, effectuée au point III.4.3, le critère de bon fonctionnement de la commande était basé sur le bon fonctionnement de chacun des interrupteurs de la commande. L'objectif de cette étude est de tenir compte de l'effet de propagation d'un étage à l'autre. Le critère proposé dans cette partie est donc relatif à la tension grille-source V_{gs} . Le transistor de puissance est ici un transistor N, commutant à la fermeture. Aussi, une perte de tension sur la grille trop importante provoquerait un reblocage brutal du transistor de puissance. On impose alors une valeur minimale à la tension V_{gs} qui garantit une commutation correcte. Si l'on pose V_{gsa} , la tension de grille limite admissible par le concepteur, on a :

$$V_{gs} > V_{gsa} \quad (\text{III-4-15})$$

Ainsi, le critère est moins sévère puisqu'il accepte toute perturbation des interrupteurs de la commande tant que la grille n'est pas perturbée. Les contraintes seront donc moins sévères, laissant un champ d'actions plus important au concepteur mais restreignant le coefficient de sécurité.

III.4.4.c) Modélisation fine du processus de perturbation

L'analyse du processus est basée sur l'observation fine et l'interprétation des formes d'ondes expérimentales. L'état initial, avant application d'un courant de perturbation i_p , correspond à la polarisation du transistor T1, donc le blocage de T2, pour avoir une charge de la grille du MOSFET.

L'application de la perturbation consiste en un créneau de courant tendant à décharger la jonction base-émetteur du transistor bipolaire T1. Ensuite, la perturbation se propage d'étage en étage jusqu'à la grille. On remarque rapidement que la sortie du push-pull reproduit quasiment sans retard son entrée. Le push-pull se comporte donc comme un suiveur.

Afin d'analyser puis modéliser cette propagation, le processus est décomposé en différentes phases. La Fig. III4-17 montre la décomposition en différentes phases numérotées sur les formes d'ondes expérimentales de la perturbation.

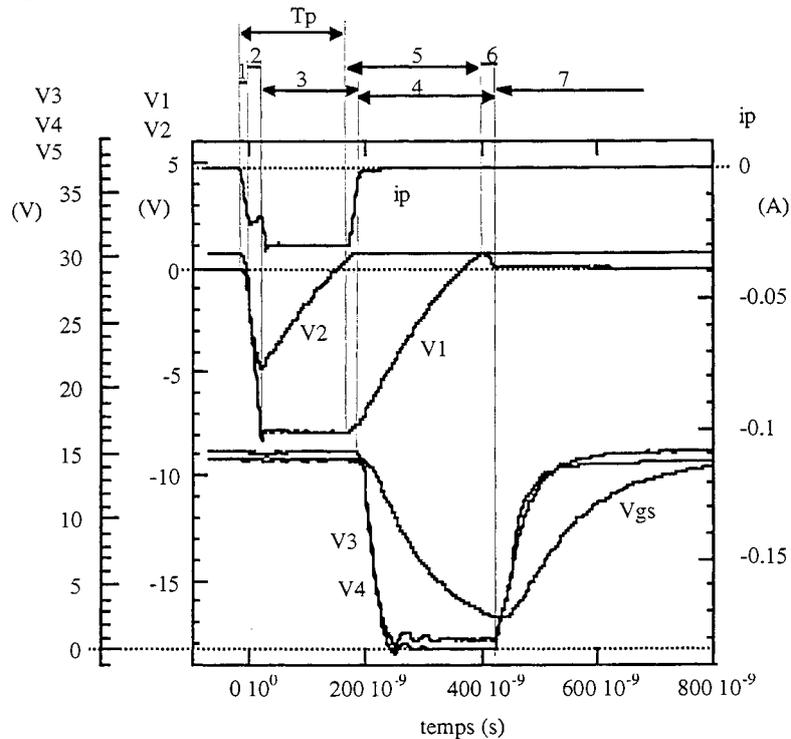


Fig. III4-17. Décomposition du processus de perturbation de la commande.

Le modèle des transistors bipolaires dépendra de la phase étudiée et sera constitué par ses seuils de tension ou ses capacités dynamiques de jonction. Ainsi, les équations représentant le comportement de chaque phase sont analytiques. La relative simplicité des équations permettra alors d'atteindre l'objectif annoncé: la prévision du courant limite de perturbation. Afin de simplifier les écritures, les équations découlant des modèles sont schématisées par des fonctions du *circuit*, du temps ou du courant de perturbation I_p ; I_p étant la valeur crête du créneau de courant perturbateur et le *circuit* représentant l'ensemble des éléments du modèle, c'est à dire les résistances, les capacités de jonctions et la tension d'alimentation. Le détail des calculs ainsi que les équations résultantes sont explicités dans les annexes.

III.4.4.c1) Phase 1

Dans cette phase, la capacité de jonction base-émetteur de T1 se décharge et la tension V_1 décroît de la tension de seuil V_{th} à une tension nulle. Le blocage de T1 s'effectue alors et compte-tenu de la faible variation de la tension V_1 dans cette phase, le courant de polarisation sera considéré constant. Le modèle d'étude est alors celui de la Fig. III4-18.

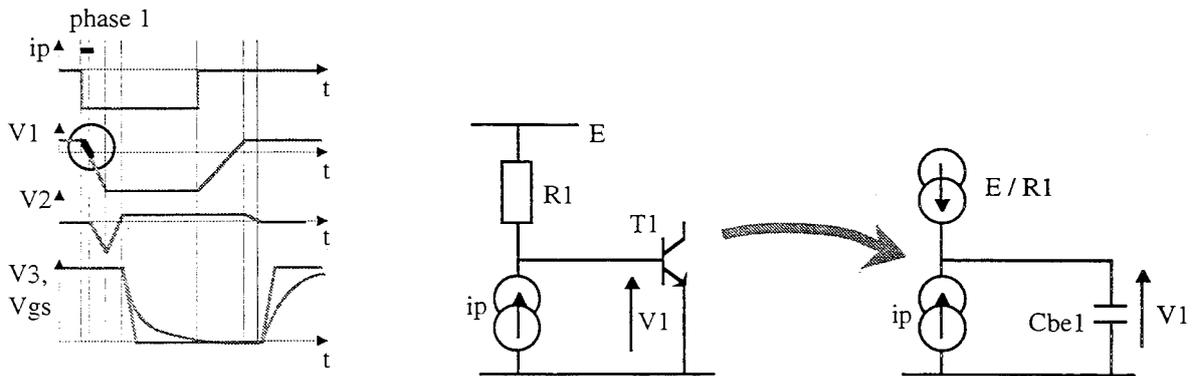


Fig. III4-18. Modèle de la phase 1.

On peut alors calculer l'évolution de la tension V1 et le temps t1 que dure la phase 1.

$$\begin{aligned}
 V1 &= \text{fonction}(\text{circuit}, t, Ip) \\
 t1 &= \text{fonction}(\text{circuit}, Ip) \cdot
 \end{aligned}
 \tag{III4-16}$$

III.4.4.c2) Phase 2

Le courant de perturbation continue de circuler dans la capacité de jonction base-émetteur de T1 dans le sens de l'émetteur vers la base donc en sens inverse, causant alors la décroissance de la tension V1. Dans le même temps, le transistor T2 subit également l'influence du courant de perturbation. La tension V2 évolue alors vers les valeurs négatives. Ce fait joue alors en faveur d'une immunité de la commande puisqu'il conserve le blocage de T2 durant un temps non négligeable. Cette phase prend fin lorsque la jonction base-émetteur de T1 atteint sa tension de seuil négative correspondant à l'effet Zener. Le modèle d'étude est celui de la Fig. III4-19.

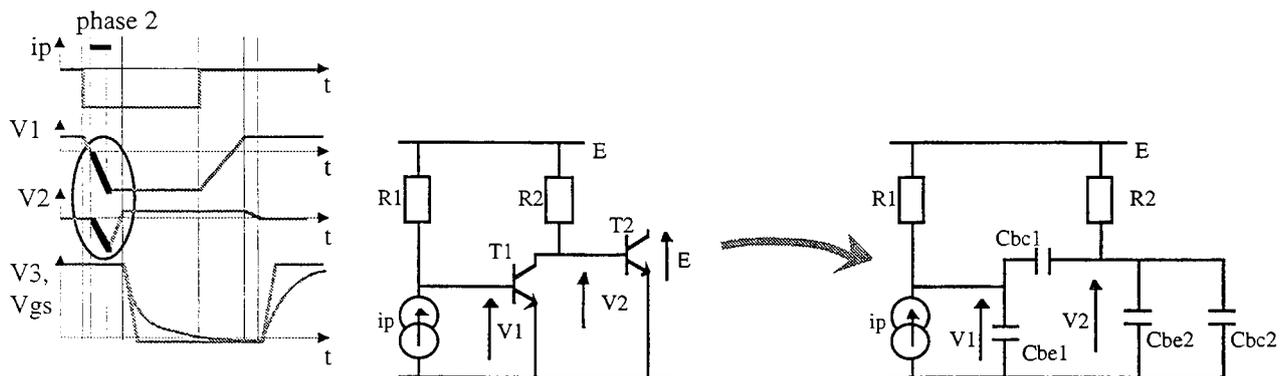


Fig. III4-19. Modèle de la phase 2.

Les capacités Cbc2 et Cbe2 sont mises en parallèle dans le modèle car elles sont toutes deux déchargées par le courant ip. En effet, durant cette phase, la tension collecteur-émetteur de T2 reste constante. L'évolution des tensions V1 et V2 ainsi que le temps t2 de la phase peuvent alors être calculés:

$$V1 = \text{fonction}(\text{circuit}, Ip, t)$$

$$\begin{aligned}
 V2 &= \text{fonction}(\text{circuit}, Ip, t) \\
 t2 &= \text{fonction}(\text{circuit}, Ip) \cdot
 \end{aligned}
 \tag{III4-17}$$

III.4.4.c3) Phase 3

Au cours de cette phase, la jonction base-émetteur de T1 est en zone Zener: la tension V1 est donc constante et environ égale à - 7,5 Volts. Ainsi, tout le courant de perturbation ip passe par cette jonction grâce à l'effet Zener. La base du transistor T2 peut alors se recharger. Le modèle de cette phase est celui de la Fig. III4-20.

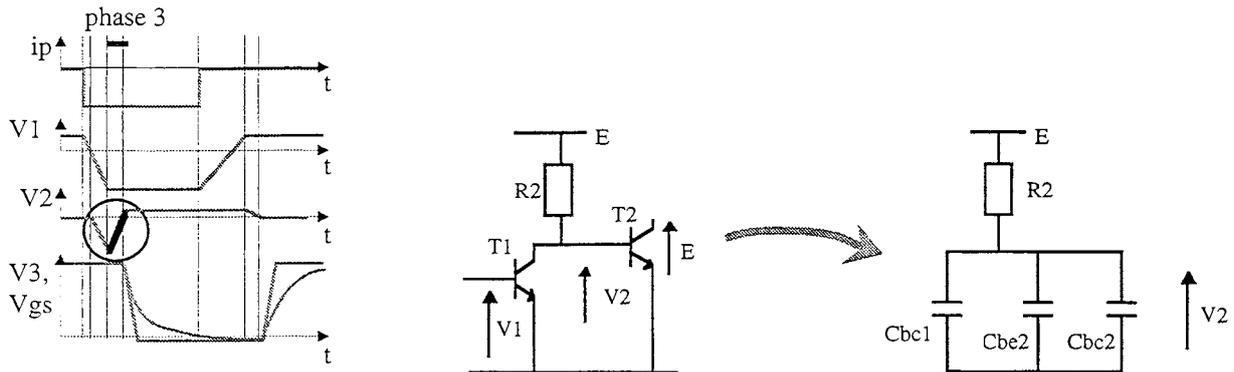


Fig. III4-20. Modèle de la phase 3.

L'équilibre des tensions impose de charger les trois capacités Cbc1, Cbc2 et Cbe2. Cette phase prend fin lorsque la tension V2 atteint la tension de seuil de T2, se situant autour de 0,7 Volts. On peut calculer:

$$\begin{aligned}
 V2 &= \text{fonction}(\text{circuit}, t) \\
 t3 &= \text{fonction}(\text{circuit}, Ip) \cdot
 \end{aligned}
 \tag{III4-18}$$

III.4.4.c4) Phase 4

Dès que la jonction base-émetteur de T2 atteint la tension de seuil, la fermeture effective de T2 peut commencer. La tension V3 de sortie de T2 est pilotée par la décharge de la capacité de jonction base-collecteur de T2 par le courant de base de T2. Le modèle de ce phénomène est celui de la Fig. III4-21.

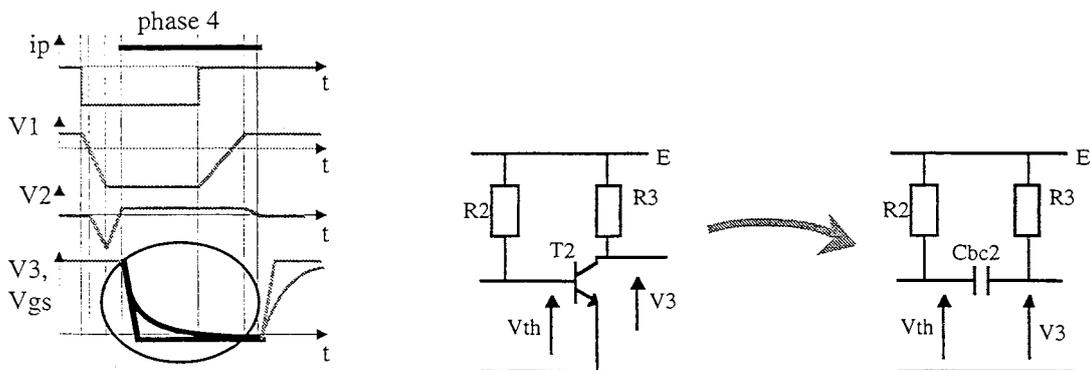


Fig. III4-21. Modèle de l'évolution de V3 lors de la phase 4.

On en déduit:

$$V3 = \text{fonction}(\text{circuit}, t) \quad (\text{III4-19})$$

Le push-pull se comporte comme un suiveur, et l'on a: $V4 = V3$.

L'évolution de la tension de sortie du push-pull, $V4$, contrôle la tension grille-source V_{gs} . Le modèle est donc celui de la Fig. III4-22.

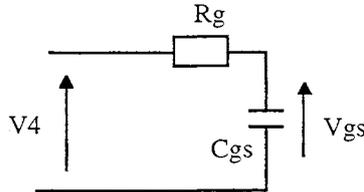


Fig. III4-22. Modèle de l'évolution de V_{gs} lors de la phase 4.

A partir de ce modèle, on peut calculer:

$$V_{gs} = \text{fonction}(\text{circuit}, t) \quad (\text{III4-20})$$

De même, on peut calculer le temps $t4$ que met la tension V_{gs} pour atteindre la tension V_{gsa} définie par le critère, soit:

$$t4 = \text{fonction}(\text{circuit}, V_{gsa}) \quad (\text{III4-21})$$

III.4.4.c5) Phase 5

Le courant de perturbation s'annule. Cela permet de polariser à nouveau la jonction base-émetteur de T1. La tension $V2$ étant encore constante et égale à la tension de seuil, le courant de polarisation de T1 doit charger les capacités de jonctions base-émetteur et base-collecteur de T1. Le modèle est celui de la Fig. III4-23.

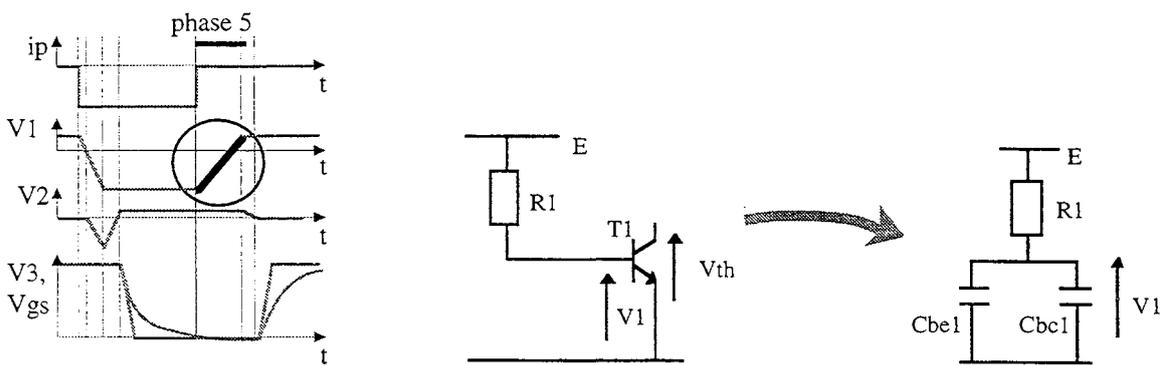


Fig. III4-23. Modèle de la phase 5.

On peut calculer:

$$\begin{aligned} V1 &= \text{fonction}(\text{circuit}, t) \\ t5 &= \text{fonction}(\text{circuit}) \end{aligned} \quad (\text{III4-22})$$

Cette phase prend fin lorsque la tension $V1$ atteint la tension de seuil.

III.4.4.c6) Phase 6

Sa jonction base-émetteur ayant atteint la tension de seuil, le transistor T1 est passant. La tension collecteur-émetteur de T1 va alors s'annuler durant cette phase. Cette phase est assez complexe. En effet, il faut décharger les capacités Cbc1, Cbc2 et Cbe2.

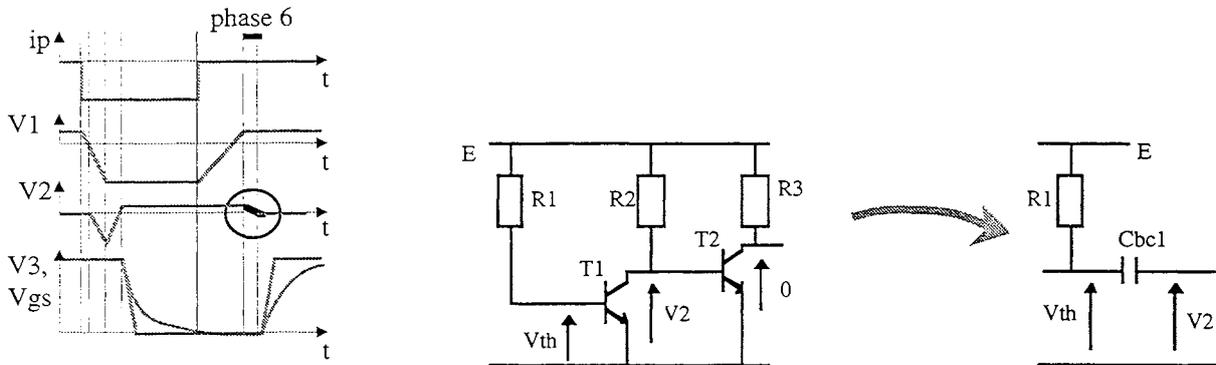


Fig. III4-24. Modèle de la phase 6.

Deux effets se superposent. Le premier effet est la décharge de la capacité Cbc1 par le courant provenant de R1. C'est l'effet moteur de la phase car il impose l'évolution de la tension V2. Le deuxième effet est la décharge des capacités Cbc2 et Cbe2 dans la jonction collecteur-émetteur de T1 qui devient passante. De même, le courant provenant de R2 et qui polarisait la jonction base-émetteur de T2 auparavant, s'engage également dans la jonction collecteur-émetteur de T1. On peut calculer:

$$\begin{aligned} V2 &= \text{fonction}(\text{circuit}, t) \\ t6 &= \text{fonction}(\text{circuit}) \end{aligned} \tag{III4-23}$$

Cette phase prend fin lorsque la tension V2 s'annule.

III.4.4.c7) Phase 7

Le courant provenant de R3 qui déchargeait les capacités Cbc2 continue son effet en chargeant maintenant cette capacité en sens inverse. La tension V3 ainsi que la tension de grille Vgs augmentent alors vers la tension d'alimentation. Le modèle est celui de la Fig. III4-25.

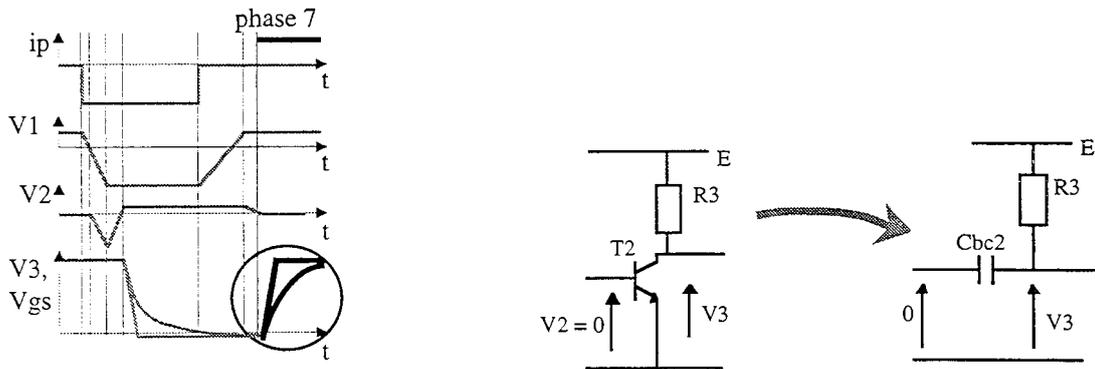


Fig. III4-25. Modèle de la phase 7.

Le push-pull reproduit la tension V_3 . Cette tension recharge donc la grille C_{gs} vers la tension d'alimentation.

III.4.4.d) Assemblage des formes d'ondes modélisées

En assemblant les phases, on peut reconstituer le comportement de la carte de commande soumise à un couplage capacitif. Les formes d'ondes modélisées sont très proches des formes d'ondes expérimentales, comme le montre la Fig. III4-26.

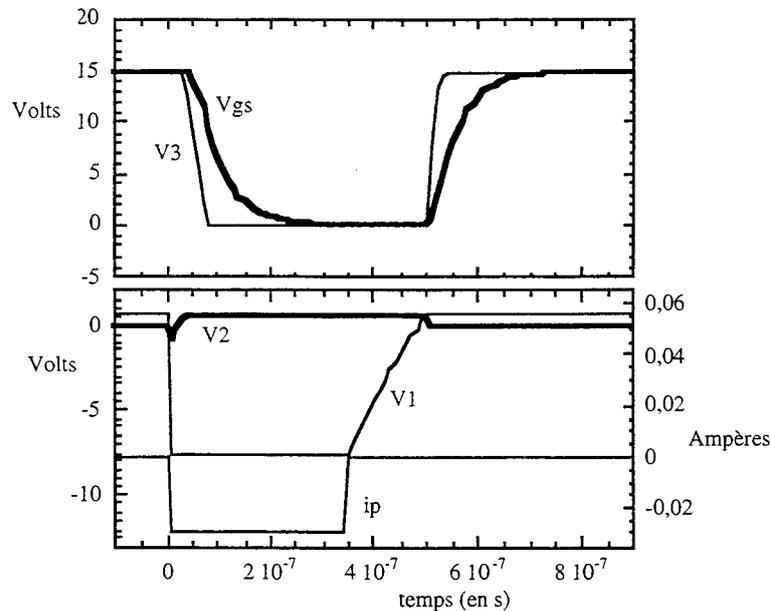


Fig. III4-26. Formes d'ondes modélisées de la commande lors de la perturbation.

III.4.4.e) Influence de la mesure sur le comportement du circuit

Toutefois, les formes d'ondes expérimentales sont à observer avec précaution. En effet, la sonde de tension possède une capacité parasite intrinsèque. La valeur de cette capacité dépend de la sonde utilisée et se situe couramment entre 2 pF et 15 pF. Cette valeur est proche de la valeur des capacités dynamiques de jonctions. Ainsi, on se trouve dans le cas de la Fig. III4-27.

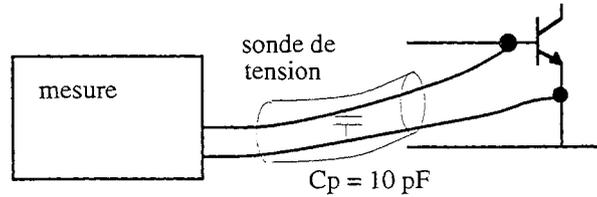


Fig. III4-27. Configuration de mesure expérimentale.

Cette capacité parasite de sonde sera aussi à charger et à décharger suivant la configuration du circuit. La mesure peut donc influencer sur le comportement du circuit. Elle ralentira les temps de réaction de celui-ci.

Une expérimentation a été effectuée sur ce thème et montre l'influence éventuelle de la mesure. Sur la base du circuit de commande perturbé par courant de mode commun, une observation de la tension V2 avec, puis sans sonde de tension est faite aux bornes de V1. La comparaison de ces deux courbes, Fig. III4-28, montre bien que la présence de la sonde aux bornes de V1 ralentit la réaction du circuit.

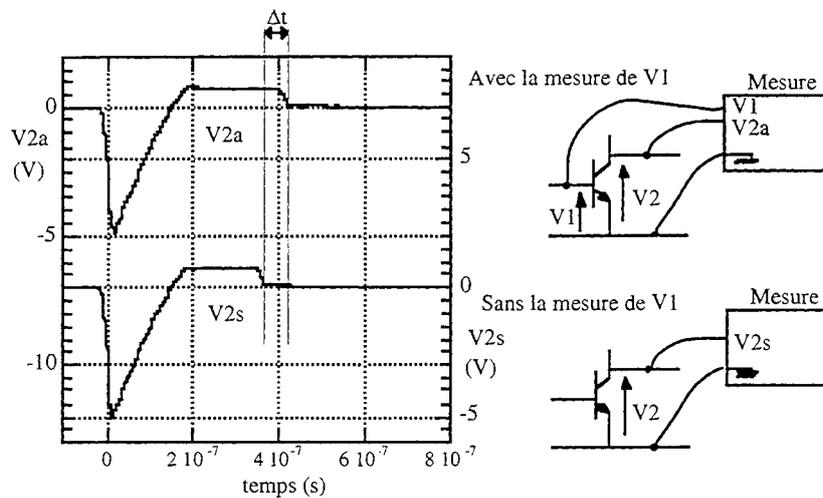


Fig. III4-28. Observation expérimentale de la tension V2 avec ou sans sonde de tension aux bornes de V1.

Ainsi, dans cet exemple, on mesure un décalage d'environ 52 ns entre les deux courbes selon que la sonde de tension est posée ou non aux bornes de V1. La sonde de tension utilisée est une sonde Tektronix Tek P6134C dont la capacité parasite entre le point chaud et le point froid annoncé par le constructeur vaut 10.5 pF. Le décalage entre les deux courbes est dû au temps de charge de la jonction base-émetteur du transistor bipolaire. La résistance de polarisation étant alors égale à 10 kΩ, une rapide application numérique peut être effectuée pour vérifier les remarques. La tension V1 évolue entre sa tension de seuil négative $V_{th2} = -8$ V et sa tension de seuil positive $V_{th1} = 0.7$ V. Le temps de réponse correspondant vaut alors:

$$t_1 = \tau_1 \cdot \ln\left(\frac{E - V_{th2}}{E - V_{th1}}\right) = \tau_1 \cdot \ln\left(\frac{15 + 8}{15 - 0.7}\right) \quad (\text{III4-24})$$

La constante de temps τ_1 est différente selon le cas considéré.

Sans la mesure de V1, on a:

$$\tau_1 = R_1 \cdot (C_{be} + C_{bc}) \quad (\text{III4-25})$$

Soit: $\tau_1 = 10000 \cdot (25.4 + 7.7) \cdot 10^{-12} = 331 \text{ ns}$

Le temps de réaction correspondant vaut alors: $t_{1s} = 157 \text{ ns}$.

Avec la mesure de V1, il faut tenir compte de la capacité parasite de la sonde mise en parallèle sur Cbe, donc:

$$\tau_1 = R1 \cdot (Cbe + Cbc + Csonde) \quad (\text{III4-26})$$

$$\tau_1 = 10000 \cdot (25.4 + 7.7 + 10.5) \cdot 10^{-12} = 436 \text{ ns}$$

Le temps de réaction correspondant vaut alors: $t_{1a} = 207 \text{ ns}$.

La différence des deux temps de réaction égale à: $t_{1a} - t_{1s} = 50 \text{ ns}$.

Cette différence est environ celle que l'on observe sur les mesures de V2. Cette application numérique confirme bien la remarque sur l'influence de la sonde de tension sur les mesures expérimentales.

III.4.4.f) Détermination du courant de perturbation limite

III.4.4.f1) Introduction

Le courant de perturbation est un créneau de courant dont la durée est celle de la commutation du MOSFET et l'amplitude est fonction des capacités parasites entre les pistes et le plan de masse et du front de tension dV/dt . L'objectif est de déterminer le courant de perturbation limite en fonction du critère choisi. Cela permettra ensuite d'obtenir une condition sur les capacités parasites et constituera une ébauche à l'aide aux choix technologiques.

III.4.4.f2) Schéma

Le critère de bon fonctionnement choisi est d'imposer une limite inférieure à la tension V_{gs} . Les formes d'ondes de la commande correspondant à la limite de perturbation sont schématisées ci-dessous:

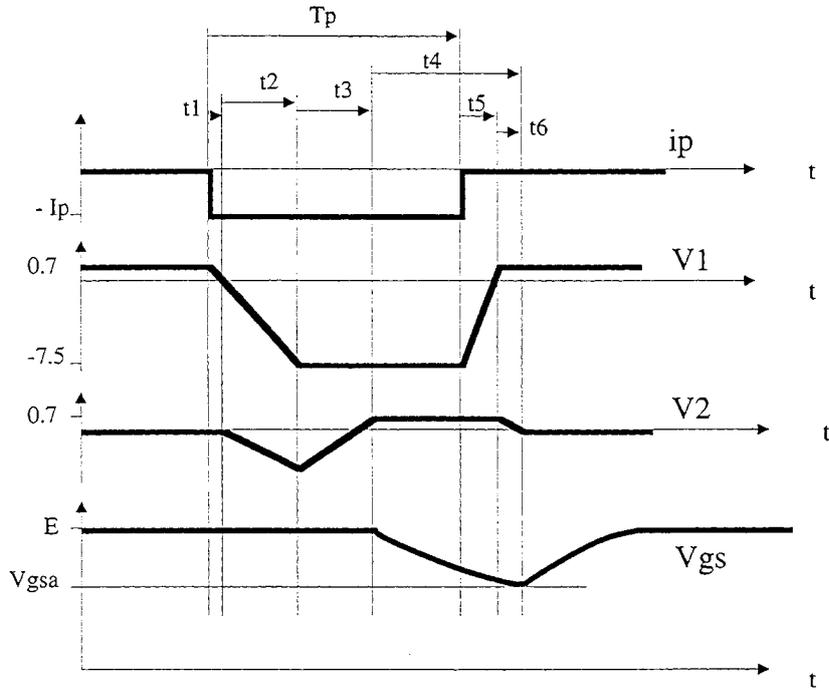


Fig. III4-29. Formes d'ondes de la commande à la limite de la perturbation.

Les temps de phases qui ont été calculés précédemment sont représentés sur cette figure. D'après le schéma, l'égalité suivante peut être exprimée:

$$T_p = t_1 + t_2 + t_3 + t_4 - t_5 - t_6 \quad (\text{III4-27})$$

Cette égalité sera la base de la résolution du problème car elle représente le phénomène de propagation de la perturbation au sein de la commande.

III.4.4.f3) Calcul du courant de perturbation limite

Le principe du calcul suit la méthode décrite en III.1. Ainsi, la modélisation du processus est constituée de l'égalité (III4-27). De plus, les temps entrant en compte dans cette égalité sont calculés à l'aide des modèles développés dans la partie III.4.4.c. Le principe se résume par la Fig. III4-30.

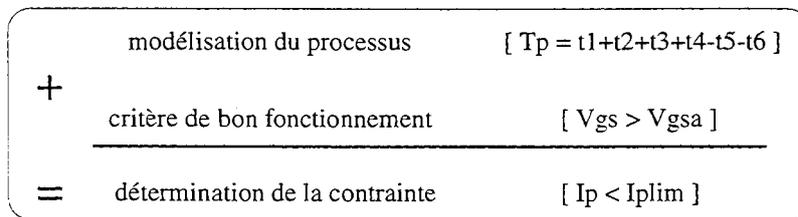


Fig. III4-30. Principe de calcul du courant de perturbation.

L'égalité (III4-27) donne:

$$T_p = \text{fonction}(\text{circuit}, I_p, V_{gsa}) \cdot \quad (\text{III4-28})$$

Cette égalité étant déjà complexe, un calcul analytique n'est pas possible et un calcul numérique a donc

été effectué sur MATHCAD, logiciel mathématique.

Si l'on traite numériquement l'équation (III.4.28), on obtient alors le courant limite de perturbation, soit:

$$I_{p_{lim}} = \text{fonction}(\text{circuit}, T_p, V_{gsa}) \cdot \quad (\text{III4-29})$$

Ainsi, si le courant de perturbation I_p reste inférieur au courant limite de perturbation $I_{p_{lim}}$, le bon fonctionnement de la commande, défini par le critère, sera respecté.

Le courant de perturbation I_p étant lié aux capacités parasites et au front de tension de la source, la connaissance de sa limite permet d'imposer une contrainte sur les capacités parasites. Ainsi, en posant:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_p}{T_p} \cdot \quad (\text{III4-30})$$

A l'aide de l'expression de I_p :

$$I_p = \frac{C_e \cdot C_r}{C_e + C_r + C_p} \cdot \frac{V_p}{T_p} \quad (\text{III4-31})$$

et de la contrainte sur I_p :

$$I_p < I_{p_{lim}} \cdot \quad (\text{III4-32})$$

On obtient:

$$\begin{aligned} \frac{C_e \cdot C_r}{C_e + C_r + C_p} \cdot \frac{V_p}{T_p} &< I_{p_{lim}} \\ \frac{C_e \cdot C_r}{C_e + C_r + C_p} \cdot \frac{V_p}{T_p} &< \text{fonction}(\text{circuit}, T_p, V_{gsa}) \end{aligned} \quad (\text{III4-33})$$

Cette contrainte pourra être utilisée de la même façon que celle trouvée en III.4.3.

III.4.4.f4) Résultats

Des expérimentations sur ce type de commande ont été effectuées afin de valider le calcul. La détermination du courant limite a été effectuée avec le plus grand soin possible et aucune sonde de tension n'a été mise en parallèle avec une jonction de transistor. Une sonde a simplement été posée en parallèle avec la capacité de grille C_{gs} dont la valeur est environ 100 fois supérieure à la capacité intrinsèque de la sonde.

Une série de simulations a été entreprise de façon à déterminer le courant limite de perturbation dans quelques configurations.

Le tableau de la Fig. III4-31 est le résultat de ces mesures pour quelques configurations de la commande. Il permet une comparaison avec le calcul de courant limite développé. De plus, la valeur du courant limite de perturbation calculée à l'aide du modèle simplifié a été donnée. On rappelle que cette valeur correspond en fait à la valeur du courant de polarisation du transistor victime, soit: E/R . Les résultats de la simulation SPICE ont été obtenus en plusieurs étapes de façon à être à la limite de la perturbation.

Configuration	Iplim	Expérimentation	Simulation SPICE	Calcul par seuil (E/R1)	Calcul précis MATHCAD
R1 = 10 kΩ E = 15 V R2 = 10 kΩ Rg = 20 Ω R3 = 10 kΩ Cgs = 1 nF	Tp = 200 ns	2,7 mA	3,3 mA	1,5 mA	2,6 mA
	Tp = 100 ns	5,1 mA		1,5 mA	3 mA
	Tp = 50 ns	11 mA		1,5 mA	3,3 mA
R1 = 5,6 kΩ E = 15 V R2 = 1 kΩ Rg = 10 Ω R3 = 1 kΩ Cgs = 1 nF	Tp = 200 ns	4,5 mA	5,2 mA	2,7 mA	4,3 mA
	Tp = 100 ns	7,3 mA	9,5 mA	2,7 mA	5,1 mA
	Tp = 50 ns	12,5 mA	45 mA	2,7 mA	5,6 mA
R1 = 1 kΩ E = 15 V R2 = 1 kΩ Rg = 10 Ω R3 = 1 kΩ Cgs = 1 nF	Tp = 200 ns	24 mA	29 mA	15 mA	23 mA
	Tp = 100 ns	39 mA		15 mA	23,1 mA
	Tp = 50 ns	68 mA		15 mA	24 mA

Fig. III4-31. Tableau comparatif de détermination des courants limites de perturbation.

On remarque que pour des temps de perturbation supérieurs à 100 ns, le calcul précis du courant limite de perturbation est très proche de celui trouvé expérimentalement. Parallèlement, le calcul par seuil fixe est très en deçà de l'expérimentation. Il peut constituer un coefficient de sécurité mais réduit l'espace de liberté de conception.

En revanche, pour des temps de perturbation inférieurs à 100 ns, les comparaisons montrent une grande divergence entre le calcul et la détermination expérimentale. Le calcul reste toutefois toujours en deçà et constitue une marge de sécurité. La limite du modèle de la commutation par des capacités dynamiques fixes est atteinte. En effet, en réalité, ces capacités dynamiques sont variables, on observe alors le comportement de la Fig. III4-32.

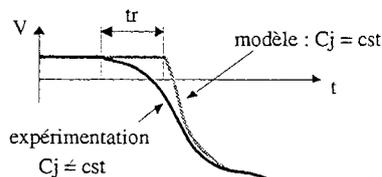


Fig. III4-32. Comparaison du comportement de la jonction et de son modèle à capacité constante.

On observe un certain temps t_r de réponse qui constitue donc un retard en plus dans l'expérimentation que dans son modèle. L'effet de ce retard sera amplifié si le temps de perturbation diminue. Ce retard joue en faveur d'une immunité plus grande du système comme le montrent les comparaisons de la Fig. III4-31. Ce temps t_r est dû au temps d'évacuation des porteurs minoritaires de la jonction.

III.4.4.f5) Conclusion

Cette approche est plus fine que la modélisation à seuils fixes car elle prend en compte toute la commande. Ainsi, l'espace de conception est plus important qu'avec le modèle à seuil fixe du paragraphe III.4.3.

III.4.5. Etude Expérimentale du Couplage Capacitif

III.4.5.a) Présentation de la maquette

L'étude expérimentale proposée concerne un hacheur série avec sa carte de commande sur le même plan de masse. Cette étude a pour but de montrer l'importance du choix du dessin des pistes de circuit imprimé et de valider les modèles développés.

La structure est constituée d'un transistor MOSFET de puissance IRFP360 et d'une diode de puissance BYTO8PI400. La tension du circuit de puissance est de 100 Volts et le courant de charge de 4 Ampères. La commande rapprochée est un push-pull à transistors bipolaires, contrôlé par un transistor bipolaire. Enfin la commande de ce dernier transistor est assuré par un transistor bipolaire qui constitue la victime principale et privilégiée de notre circuit. Un optocoupleur se charge du signal de commande mais il n'est pas placé sur le même plan de masse afin d'éviter sa perturbation par courant de mode commun.

La géométrie des pistes du circuit est variable. En effet, des pistes isolées côtoient le circuit sur le plan de masse et peuvent être raccordées à certaines pistes du circuit selon nos choix. Le substrat choisi est de l'époxy dont une face est entièrement cuivrée afin de rendre compte du plan de masse. Les composants sont montés en surface. Ainsi, cette maquette est représentative du SMI mais de réalisation beaucoup plus aisée. Chaque piste du circuit possède une capacité parasite avec le plan de masse, que l'on peut calculer à l'aide des formulations citées plus haut. Le dessin des pistes de la maquette est représenté sur la Fig. III4-33. La géométrie de la maquette, si elle est exagérée du point de vue de la taille des pistes, n'est pas absurde si l'on considère que l'on est sur époxy. En effet, une première approximation donne 3 pF/cm^2 de capacité parasite entre les pistes et le plan de masse pour de l'époxy. En revanche le SMI possède une capacité parasite piste-plan de masse de 50 pF/cm^2 . Ainsi, il existe un rapport 17 entre les deux substrats du point de vue des capacités pistes-plan de masse. Une piste de 100 pF , par exemple, fera 33 cm^2 sur époxy mais seulement 2 cm^2 sur SMI.

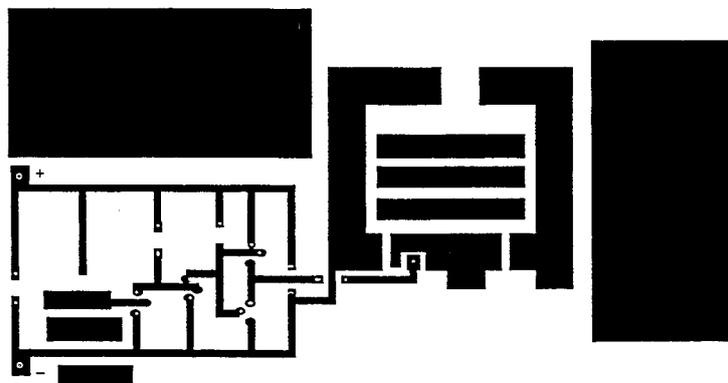


Fig. III4-33. Dessin des pistes de la maquette expérimentale (Ech. 1: 2).

Finalement, le circuit est décrit par la Fig. III4-34 où la structure et les capacités parasites pistes-plan de masse, schématisant la géométrie, sont représentées. Les éléments inductifs du circuit ont été

négligés dans les calculs précédents et ne sont donc pas représentés.

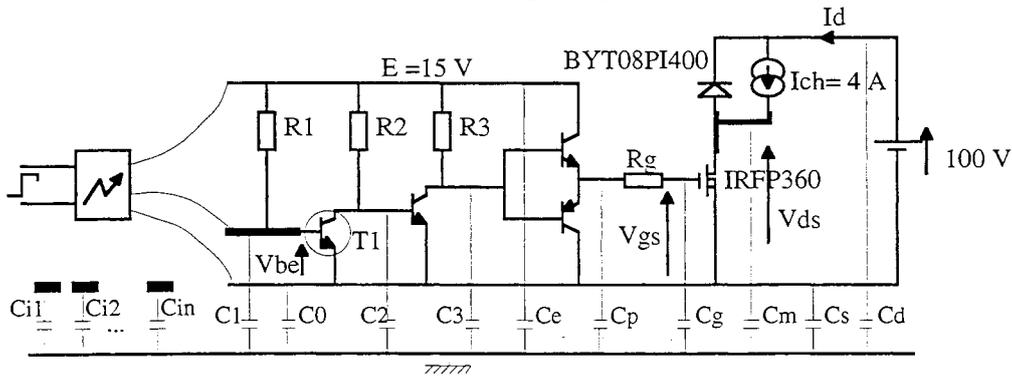


Fig. III4-34. Modèle de la maquette d'étude du couplage capacitif.

Les composants de puissance ont leur embase liée à des radiateurs indépendants du plan de masse et ne participent donc pas au couplage capacitif autrement que par les pistes du circuit. Le tableau de la Fig. III4-35 résume les valeurs de capacités parasites pistes-plan de masse calculées à l'aide de la formulation des transformations conformes en fonction de la géométrie des pistes.

Capacité piste - plan de masse	C1	C2	C3	C0	Ce	Cp	Cg	Cs	Cd	Cm	Ci1	Ci2	Ci3	Ci4	Ci5	Ci6	Ci7
Capacité en pF	5	3.5	5.5	19	21	3.5	3.5	26	29	10	5	5	9.5	9.5	9.5	100	100

Fig. III4-35. Valeurs des capacités parasites pistes-plan de masse (résultant des formulations).

A l'aide de ce circuit à géométrie variable, différents cas peuvent être étudiés qui montrent le danger d'une mauvaise conception technologique. Deux cas significatifs du fonctionnement du convertisseur statique résultant de cette conception ont été sélectionnés. Ces deux cas sont:

1. le circuit de puissance et le circuit de commande fonctionnent correctement,
2. le circuit de puissance et a fortiori son circuit de commande sont perturbés.

Dans tous les cas, la structure reste la même et seule, la géométrie ou la valeur d'une résistance de polarisation changent. Les résultats expérimentaux seront confrontés aux modèles développés précédemment.

L'hypothèse faite pour chacun des cas est de considérer qu'un seul transistor bipolaire est la victime du courant de mode commun: le transistor amont de la commande (T1). Comme l'étude d'évaluation des risques de perturbation par couplage capacitif faite dans la partie III.4.2 le prévoit, le transistor bipolaire victime est perturbé lors de la fermeture du MOSFET. Dans chacun des cas, le courant de mode commun transitant par la piste victime C1 est calculé. Pour cela, le terme ΣC est utilisé. Ce terme correspond à la somme de toutes les capacités parasites pistes-plan de masse du circuit. On a:

$$\Sigma C = C1+C2+C3+Ca+Ce+Cp+Cg+Cm+Cs+Cd \quad (\text{III4-34})$$

III.4.5.b) Premier cas: le circuit de puissance et le circuit de commande fonctionnent correctement

III.4.5.b1) Géométrie du circuit

Les valeurs caractéristiques de la géométrie des pistes sont représentées par les capacités $C1$, Cm et ΣC . Ces valeurs, ainsi que les valeurs des résistances de polarisation de la commande sont décrites dans le tableau de la Fig. III4-36.

$C1$ (pF)	Cm (pF)	ΣC (pF)	$R1$ (Ω)	$R2$ (Ω)	$R3$ (Ω)	Rg (Ω)
5	10	126	5600	2200	2200	47

Fig. III4-36. Configuration du circuit dans le premier cas.

III.4.5.b2) Expérimentation

Les formes d'ondes de la Fig. III4-37 montrent le fonctionnement correct de la cellule de commutation ainsi que du transistor victime T1 dont la tension base-émetteur reste positive.

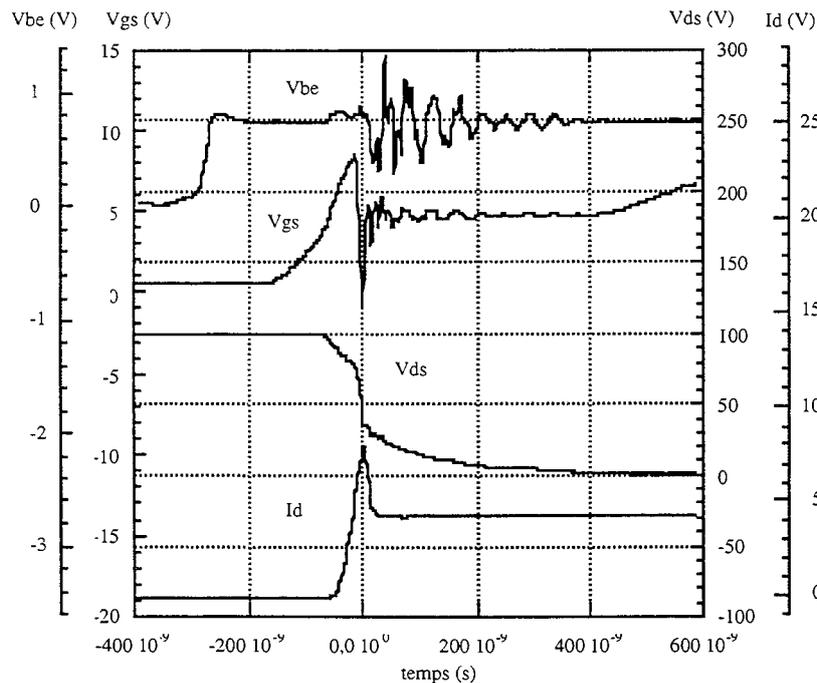


Fig. III4-37. Formes d'ondes expérimentales relatives au premier cas.

Lors de la fermeture du MOSFET, le front de tension perturbateur peut être mesuré. On note les valeurs suivantes lorsque le front de tension est maximal: $\Delta V=40$ V, $\Delta T=13$ ns. Le courant de perturbation $I_{p_{exp}}$ transitant par le transistor victime peut ainsi être calculé:

$$I_{p_{exp}} = \frac{C1 Cm \Delta V}{\Sigma C \Delta t} \quad (\text{III4-35})$$

On calcule alors:

$$I_{p_{exp}} = 0.7 \text{ mA.}$$

III.4.5.b3) Calcul par seuil fixe

La condition à respecter pour ne pas perturber le transistor victime a été exprimée dans la partie III.4.3. Cette condition impose que le courant de perturbation soit inférieur au courant de base du transistor victime. Le courant limite de perturbation est alors:

$$I_{p1} = \frac{E}{R1} \quad (\text{III4-36})$$

On calcule: $I_{p1} = 2.7 \text{ mA}$.

En comparant I_{p1} à $I_{p_{exp}}$, on s'aperçoit que la condition est respectée, ce que confirme les formes d'ondes expérimentales.

III.4.5.b4) Calcul affiné

Le calcul affiné correspond au calcul effectué dans la partie III.4.4. Le critère est relatif à la tension de grille V_{gs} . La capacité grille-source C_{gs} peut être déduite des données du constructeur. On note alors: $C_{gs} = 3.9 \text{ nF}$. Pour des temps de perturbation variant entre 10 ns et 100 ns, on obtient sensiblement les mêmes valeurs de courant de perturbation limite I_{p2} . On calcule alors, à l'aide du logiciel MATHCAD:

$$I_{p2} = 5.8 \text{ mA}.$$

En comparant cette valeur théorique découlant du modèle et la valeur expérimentale, on voit que la condition est respectée et est confirmée par les formes d'ondes expérimentales.

III.4.5.b5) Conclusion

Dans ce premier cas de figure, le transistor victime n'est pas perturbé et la commutation du transistor de puissance est correcte. Les modèles développés sont confortés par ce cas et on a bien:

$$I_{p_{exp}} < I_{p1} < I_{p2} \quad (\text{III4-37})$$

III.4.5.c) Deuxième cas: le circuit de puissance et a fortiori son circuit de commande sont perturbés

III.4.5.c1) Géométrie du circuit

Les valeurs caractéristiques de la géométrie des pistes sont représentées par les capacités $C1$, C_m et ΣC . Ces valeurs, ainsi que les valeurs des résistances de polarisation de la commande sont décrites dans le tableau de la Fig. III4-38.

C1 (pF)	Cm (pF)	ΣC (pF)	R1 (Ω)	R2 (Ω)	R3 (Ω)	Rg (Ω)
10	229	349	10000	2200	2200	47

Fig. III4-38. Configuration du circuit dans le troisième cas.

III.4.5.c2) Expérimentation

Les formes d'ondes de la Fig. III4-39 montrent un début de reblocage du transistor de puissance lors de sa commutation.

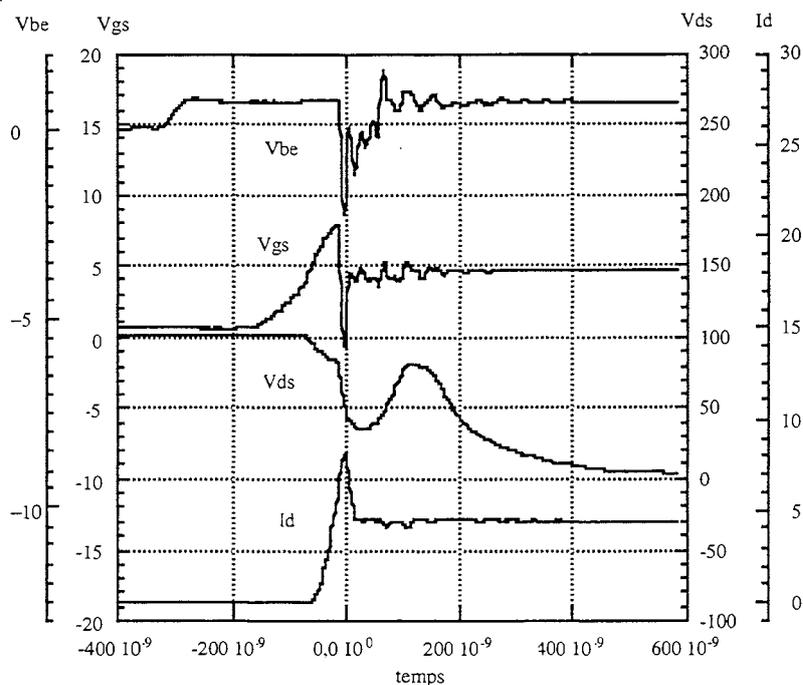


Fig. III4-39. Formes d'ondes expérimentales relatives au troisième cas.

On note les valeurs suivantes lorsque le front de tension est maximal: $\Delta V=39$ V, $\Delta T=23$ ns. Le courant de perturbation $I_{p_{exp}}$ transitant par le transistor victime peut ainsi être calculé à l'aide de (III4-35).

On calcule: $I_{p_{exp}} = 11.1$ mA.

III.4.5.c3) Calcul par seuil fixe

Le courant limite de perturbation est alors : $I_{p1} = 1.5$ mA.

La condition n'est pas respectée.

III.4.5.c4) Calcul affiné

On calcule: $I_{p2} = 3.2$ mA.

La comparaison entre cette valeur théorique découlant du modèle et la valeur expérimentale montre que la condition n'est pas respectée.

III.4.5.c5) Conclusion

Dans ce troisième cas de figure, la commutation du transistor de puissance est perturbée. Les modèles développés sont confortés par ce cas et on a bien:

$$I_{p1} < I_{p2} < I_{pexp} \quad (III4-38)$$

III.4.5.d) Conclusion

Cette étude expérimentale a montré l'importance de la conception technologique et l'influence que cette dernière peut avoir sur le fonctionnement du convertisseur statique.

De plus, les modèles développés dans les points III.4.3 et III.4.4 conviennent. Ces modèles possèdent tous deux des marges de sécurité plus ou moins importantes qui garantissent le fonctionnement correct du convertisseur statique. En cela, le modèle élaboré, développé dans le paragraphe III.4.4, donne un espace de conception plus important que le modèle simplifié à seuil fixe.

III.4.6. Conclusion

En suivant la méthode d'étude décrite au point III, des contraintes à respecter ont pu être développées pour le couplage capacitif comme pour les deux autres types de couplages décrits. Ces contraintes lient des modèles de la source de perturbation, de la victime et de la connectique. Mais ces contraintes ne constituent pas encore des règles de conception. Afin d'atteindre ces règles, il est nécessaire de définir des contraintes non plus sur les modèles mais sur leur représentation physique.

III.5. CONCLUSION

La recherche de règles de conception vis à vis de l'interaction puissance-commande a pu être envisagée par la réalisation d'une "simulation inverse" évoquée dans le premier chapitre. Une méthodologie a été développée dans cette optique et se déroule en trois étapes. En premier lieu, le processus de l'autoperturbation est modélisé. Puis, un critère de "bon fonctionnement" est choisi. Enfin, l'inversion proprement dite permet d'obtenir des contraintes sur les modèles.

Cette méthodologie a été appliquée pour les trois types de couplages décrits. Elle a permis de dégager des contraintes sur les modèles représentant la technologie du convertisseur. Il s'agit d'un premier pas vers l'élaboration de règles de conception technologique qu'une simulation ne permet pas de dégager. Des vérifications à base de simulations ou d'expérimentations ont été effectuées pour chacun des couplages et il serait souhaitable d'augmenter leur nombre.

Dans ce troisième chapitre, les contraintes obtenues concernent les modèles développés. Il s'agit par exemple d'une contrainte sur la valeur d'une inductance, d'une mutuelle entre boucles ou d'une capacité parasite piste-plan de masse. Or, pour donner des règles de conception, il est nécessaire de dégager des contraintes sur la géométrie elle-même et non plus sur sa représentation électrique.

Le problème lié à cette démarche est causé par le lien existant entre la géométrie et son modèle. Ainsi, des formulations existent et permettent effectivement de déterminer un modèle électrique à partir de la géométrie. C'est l'objet du deuxième chapitre et c'est la démarche entreprise pour atteindre la simulation fine. Mais, la détermination de la géométrie à partir des paramètres de son modèle est beaucoup plus délicate car bien souvent, la relation la reliant à son modèle n'est pas bijective. Le problème du retour à la géométrie est abordé dans le chapitre suivant sous la forme d'une application. Des solutions à moyen et long terme sont proposées dans les perspectives.

CHAPITRE IV

Applications et Perspectives

IV.1	Introduction	141
IV.2	Applications	142
IV.2.1	prise en compte des effets inductifs et capacitifs simultanément.....	142
IV.2.2	meilleure répartition des risques.....	144
IV.3	Perspectives	148
IV.3.1	conception technologique d'un hacheur et sa commande sur SMI.....	148
IV.3.2	utilisation de la logique floue en vue d'une gestion rationnelle des contrainte.....	152
IV.3.3	contraintes sur la géométrie.....	160

IV.1. INTRODUCTION

L'objectif de ce chapitre est de faire la synthèse des résultats obtenus dans le chapitre précédent. En particulier, nous nous attacherons à rendre concrètes, donc utilisables, les règles obtenues pour la conception technologique des convertisseurs statiques. Ce chapitre se décompose en deux parties.

La première partie concerne deux applications utilisant les principes développés dans le chapitre précédent. Dans un premier volet, nous traitons de la superposition possible des effets capacitifs et inductifs. En effet, ces couplages ont été étudiés séparément. Suivant les configurations technologiques et le substrat utilisé, l'un ou l'autre des deux couplages sera favorisé voire prédominant. En particulier, nous étudions le cas où aucun des deux couplages n'est prédominant et évaluons l'approximation faite en les étudiant séparément.

Dans un second volet, nous traitons le cas d'une répartition plus judicieuse des risques de perturbation par une légère modification de la commande. Une illustration de cette proposition concerne le couplage capacitif.

La deuxième partie propose des perspectives d'étude suggérées par ce travail. Nous esquissons dans un premier point la conception technologique d'un hacheur et de sa commande sur SMI. Les difficultés rencontrées pour transformer les conditions en règles seront explicitées.

Ceci introduit l'utilisation de la logique floue afin d'optimiser la prise en compte des contraintes pour la conception technologique.

Enfin se pose le problème de l'établissement des contraintes sur la géométrie du circuit, et en particulier dans le cas du couplage inductif pour lequel les formulations sont complexes et univoque dans le sens de la géométrie vers le modèle.

IV.2. APPLICATIONS

IV.2.1. Prise en Compte des Effets Inductifs et Capacitifs Simultanément

IV.2.1.a) Introduction

Lorsque le type de technologie induit une prépondérance d'un couplage devant l'autre, ce qui constitue d'ailleurs la grande majorité des cas, nous traitons uniquement ce couplage par les méthodes développées dans le chapitre précédent.

En revanche, dans le cas où aucun couplage n'apparaît prépondérant, la question se pose alors de savoir si la superposition des deux effets peut conduire à un risque de dysfonctionnement important. Dans l'affirmative, une étude particulière devrait être menée.

IV.2.1.b) Evaluation des risques lors de la superposition des deux effets

Lors de l'étude de chacun des couplages, une évaluation qualitative des risques de perturbation a été effectuée. Cette étude a mené à une grille des risques qui est rappelée pour chacun des couplages Fig. IV2-1.

Couplage Capacitif				Couplage Inductif			
		source				couplage	
		ouverture	fermeture			$M \, dI/dt > 0$	$M \, dI/dt < 0$
victime	ouverte	risque faible	0	victime	ouverte	0	RISQUE
	fermée	0	RISQUE		fermée	risque faible	0

Fig. IV2-1. Récapitulation de l'évaluation des risques de perturbation par chacun des couplages.

Pour le couplage inductif, le risque dépend du signe du terme $M \, dI/dt$. Aussi, il existera deux cas différents suivant le signe de la mutuelle M .

Lorsque la mutuelle M est négative, la superposition des deux tableaux de la Fig. IV2-1 donne le tableau résultant de la Fig. IV2-2.

		$M < 0$	
		ouverture	fermeture
victime	ouverte	risque faible par C	RISQUE fort par M
	fermée	risque faible par M	RISQUE fort par C

Fig. IV2-2. Evaluation des risques de perturbation par la superposition des deux couplages lorsque la mutuelle est négative.

Dans toutes les configurations, il existera un risque de perturbation. Cependant, la fermeture du transistor de puissance présente plus de risque que son ouverture. Ce cas ne présente pas de problème de superposition, car mises à part des oscillations parasites inhérentes à la commutation, les deux couplages ne se superposent jamais.

Lorsque la mutuelle est positive, les risques de perturbation induits par la superposition des deux couplages sont représentés dans le tableau de la Fig. IV2-3.

M > 0		source	
		ouverture	fermeture
victime	ouverte	RISQUE fort M + risque faible C	0
	fermée	0	RISQUE fort C + risque faible M

Fig. IV2-3. Evaluation des risques de perturbation par la superposition des deux couplages lorsque la mutuelle est positive.

Dans ce dernier cas, on constate que:

- un risque existe aussi bien à l'ouverture qu'à la fermeture du transistor de puissance,
- certaines configurations ne présentent pas de risque et il peut être intéressant de les exploiter,
- les deux types de couplages peuvent se superposer et augmentent ainsi le risque.

Cependant, dans tous les cas, les deux risques forts ne se superposent jamais puisque l'un existe à l'ouverture alors que l'autre existe à la fermeture.

IV.2.1.c) Conclusion

Dans le cas où la mutuelle est négative, la superposition des deux effets ne se produit pas. Ainsi, chaque couplage pourra être étudié séparément.

Dans le cas d'une mutuelle positive, les deux couplages se superposent. Cependant, dans tous les cas, on a un couplage fort superposé à un couplage faible. A la lumière des travaux et expériences effectués et compte tenu des coefficients de sécurité qui peuvent être pris, nous pensons que même dans le cas de la superposition d'un couplage fort et d'un faible, nous pouvons nous limiter à l'étude du couplage prépondérant.

Pour les configurations ne présentant pas d'effet prépondérant, les risques de perturbation peuvent être étudiés pour chacun des couplages et les solutions à ces problèmes doivent être compatibles. Mais en toute rigueur, une prise en compte simultanée des deux couplages par simulation (ou expérimentation) reste nécessaire au terme de l'étude.

IV.2.2. Meilleure Répartition des Risques

IV.2.2.a) Introduction

Au cours du paragraphe précédent, nous avons mis en évidence les différents modes de perturbation (impédance commune, couplage capacitif, couplage inductif) et nous avons pu dresser une cartographie des risques éventuels de perturbation d'un transistor bipolaire de commande dans un état fermé ou ouvert suivant si la commutation a lieu à la fermeture ou à l'ouverture.

Au cours de ce paragraphe, nous allons appliquer ces règles de base pour évaluer la sûreté de fonctionnement d'une carte de commande typique d'un composant à grille isolée. Des travaux ont déjà été conduits dans ce sens par C. Batard sous l'égide du Professeur H. Foch [Bat]. La démarche que nous avons suivie rejoint ses conclusions et nous les rappelons dans notre formalisme ci-après. La carte utilisée est celle de la Fig. IV2-4.

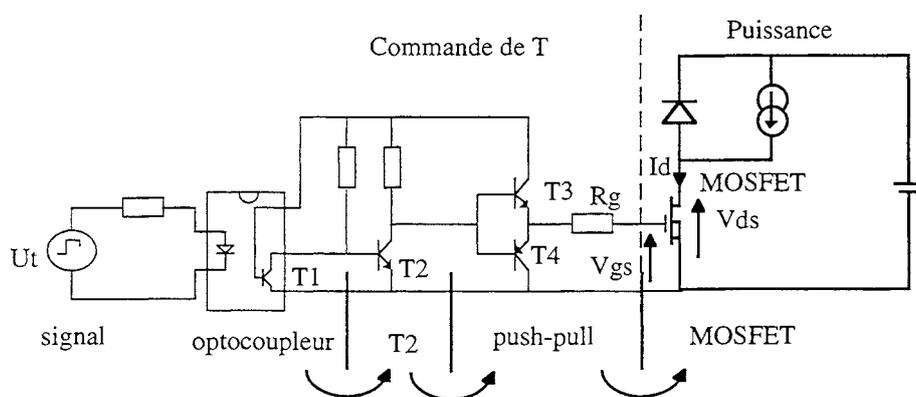


Fig. IV2-4. Cellule hacheur avec sa commande.

Nous avons vu précédemment que le risque dépendait du couple (état de la victime/commutation de la source). Ainsi, pour la perturbation de type capacitif, des risques existent si l'on a la victime fermée et la fermeture de la source. Le cas de la perturbation inductive est plus complexe car il dépend du signe de la mutuelle et donc de la position relative des deux boucles. Dans notre commande, nous avons 4 étages de commutation :

- le transistor de sortie de l'optocoupleur T1,
- le transistor T2,
- le push-pull,
- le transistor de puissance.

La transmission du signal de commande d'un étage à l'autre jusqu'au MOSFET peut être schématisée par la Fig. IV2-5.

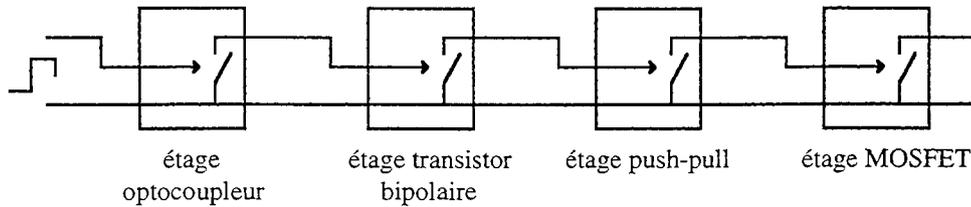


Fig. IV2-5. Schématisation de la transmission du signal d'un étage à l'autre.

On peut ainsi déduire l'état d'un étage en fonction d'un autre:

$$Eb = (-1)^t \cdot Ea \quad (IV2-1)$$

- avec: - Ea : état de l'étage a (fermé \rightarrow 1 ou ouvert \rightarrow -1),
- Eb : état de l'étage b,
- t : nombre de transitions entre étages inversant l'état d'un étage à l'autre.

Par exemple, dans notre cas, nous avons: $E_{mos} = (-1)^2 \cdot E1 = E1$. (IV2-2)

C'est-à-dire qu'il y a 3 transitions entre le transistor de sortie de l'optocoupleur T1 et le MOSFET mais seulement 2 d'entre elles changent l'état de l'étage suivant (en effet, lorsque la sortie du push-pull est à l'état haut, le MOSFET se ferme). Donc, on voit que le transistor de sortie de l'optocoupleur est fermé lorsque le MOSFET commute à la fermeture. D'après nos conclusions sur les modes de couplages, cette situation présente un risque de perturbation de l'optocoupleur par couplage capacitif.

IV.2.2.b) Diagramme des risques de perturbation de la commande

Le risque existe en présence du couple (victime fermée/fermeture de la source). On peut donc schématiser les risques à prévoir de la façon suivante:

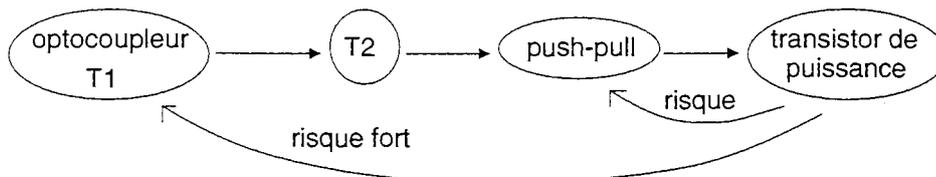


Fig. IV2-6. Diagramme de risques de perturbation.

Cependant, le risque de perturber l'optocoupleur est beaucoup plus important que celui de perturber un transistor bipolaire. En effet, l'optocoupleur est beaucoup plus sensible qu'un transistor bipolaire aux courants de mode commun. Des courants de l'ordre de 50 μ A suffisent à faire commuter le transistor de sortie d'un optocoupleur alors qu'un transistor bipolaire commute sur des courants de l'ordre de 1 mA soit un rapport de 20.

Une expérimentation a été effectuée sur un hacheur et sa commande situés sur le même plan de masse et présentant la configuration de commande de la Fig. IV2-6. La Fig. IV2-7 montre les formes d'ondes expérimentales.

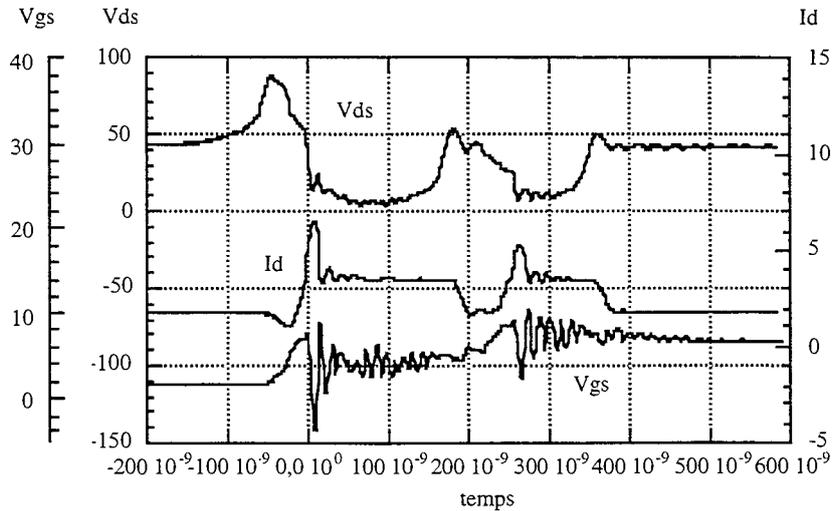


Fig. IV2-7. Autoperturbation du convertisseur statique par courant de mode commun (formes d'ondes expérimentales).

Le mauvais fonctionnement du convertisseur statique est dû à la perturbation de l'optocoupleur par courants de mode commun.

IV.2.2.c) Répartition des risques de perturbation

De façon à réduire les risques de perturbation, un étage de commande peut être rajouté pour décaler l'état de l'information. Ainsi, l'optocoupleur aura moins de risque d'être perturbé comme le montre la Fig. IV2-8.

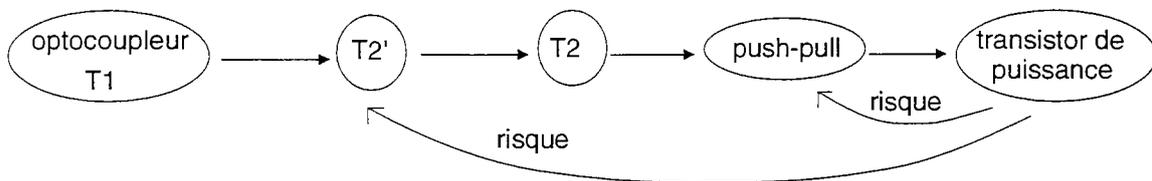


Fig. IV2-8. Modification du diagramme de risques de perturbation.

Le risque se reporte sur l'étage rajouté mais sera moindre s'il s'agit d'un transistor bipolaire. En rajoutant un étage de commande suivant la configuration de la Fig. IV2-8, on assure un fonctionnement correct du convertisseur statique car le courant de mode commun créé ne va plus à l'encontre de l'état de l'optocoupleur.

Les formes d'ondes expérimentales de la Fig. IV2-9 montrent que le même convertisseur statique, dans le même mode de fonctionnement a cette fois un fonctionnement correct.

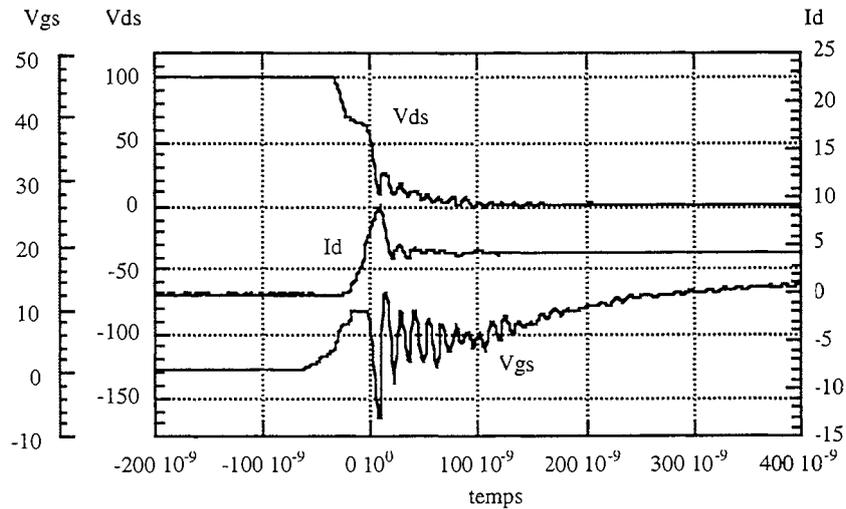


Fig. IV2-9. Fonctionnement correct du convertisseur statique malgré un courant de mode commun (formes d'ondes expérimentales).

Cette analyse effectuée sur la base du couplage capacitif peut être généralisée au couplage inductif.

On peut également appliquer ce mode de raisonnement au cas de l'autoperturbation d'un onduleur par les isolations galvaniques (optocoupleur) tel que le montre la Fig. IV2-10.

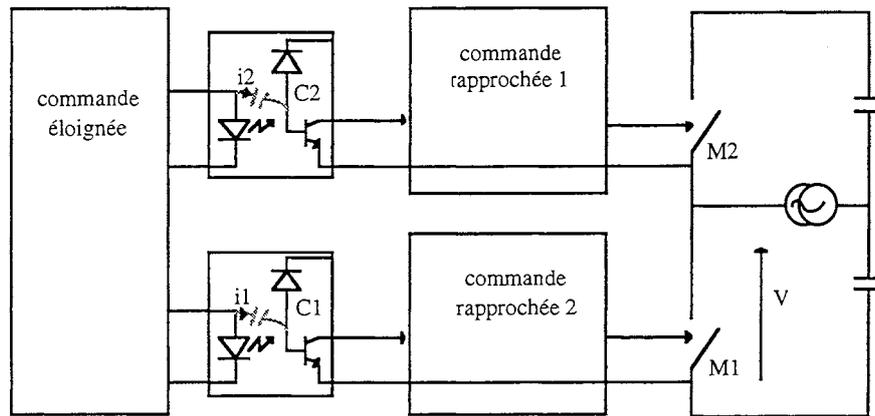


Fig. IV2-10. Couplage capacitif par l'isolation galvanique.

Ce cas de figure a été aussi étudié par C. Batard dans sa thèse et on pourra donc se rapporter à ses conclusions.

IV.2.2.d) Conclusion

Comme on vient de le voir, la stratégie de commande peut avoir une influence non négligeable sur le bon fonctionnement du convertisseur statique. Cette méthode qui consiste à répartir les risques de dysfonctionnement constitue une règle supplémentaire utilisable pour la conception des convertisseurs statiques.

IV.3. PERSPECTIVES

IV.3.1 Conception Technologique d'un Hacheur et de sa Commande sur SMI

IV.3.1.a) Introduction

Au cours de ce paragraphe, nous essayons d'illustrer comment prendre en considération de façon concrète les règles développées précédemment lors de la conception d'un convertisseur statique. Sur l'exemple du hacheur série, nous nous efforcerons de définir une conception technologique garantissant le fonctionnement correct du convertisseur. Lors de cette conception, nous porterons nos efforts sur le dessin des pistes de façon à ne pas amoindrir les performances du convertisseur. Une action sur le dessin des pistes est en effet fortement rentable plutôt qu'une immunisation des victimes ou qu'un ralentissement des commutations.

IV.3.1.b) Structure

La structure choisie est la plus simple possible. Ainsi, le hacheur possède un transistor MOSFET de puissance et une diode de roue libre. La commande de transistor comporte un étage push-pull commandé par un transistor bipolaire et en amont un optocoupleur. Enfin, l'ensemble est réalisé sur le même substrat: le SMI. On compte environ 50 pF par cm² de piste pour calculer la capacité parasite entre une piste et le plan de masse. Le schéma est alors celui de la Fig. IV3-1.

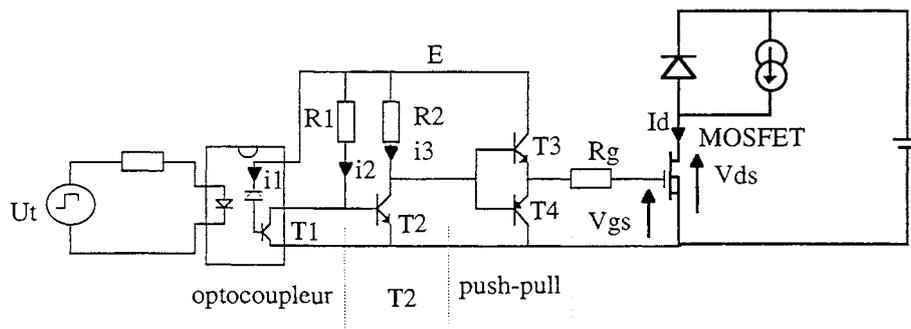


Fig. IV3-1. Structure d'étude.

IV.3.1.c) Analyse technologique du circuit

IV.3.1.c1) Choix des composants de la cellule de commutation

La condition précédente de non-perturbation va maintenant être appliquée. Elle conduira à des règles simples de conception de la technologie du circuit proposé. Les notations des capacités parasites entre les pistes et le plan de masse sont les mêmes que précédemment. On a ainsi:

$$\frac{C_e \cdot C_r}{C_e + C_r + C_p} \cdot \frac{dV_{ds}}{dt} < i_1 \quad (\text{IV3-1})$$

Supposons maintenant que le circuit doit être isolé du plan de masse. Le concepteur ne peut pas placer un clou de masse. La conception de la technologie devra donc être soignée. Supposons que les choix du concepteur concernant la structure sont ceux de la Fig. IV3-2.

Transistor de puissance :	MOSFET type: IRF740 Boîtier: TO-220	$C_{gd} = 35 \text{ pF}$ $V_{th} = 4.3 \text{ V}$ Capacité drain-plan de masse = 54 pF
Résistance de grille :	$R_g = 100 \Omega$	
Alimentation de commande :	$E = 15 \text{ V}$	

Fig. IV3-2. Structure choisie.

Le front de tension dV_{ds}/dt peut donc être calculé à l'aide de la formule (III2-18) et nous trouvons: $dV_{ds}/dt = 3000 \text{ V}/\mu\text{s}$. La piste du point milieu doit avoir une taille suffisante pour permettre l'implantation des composants. Cette dernière est choisie égale à $1 \times 3 \text{ cm}^2$. La capacité entre le point milieu et le plan de masse est égale à la capacité entre la piste du point milieu et le plan de masse en parallèle avec la capacité entre le boîtier du MOSFET et le plan de masse. La valeur totale calculée est alors: $C_e = 200 \text{ pF}$.

La commande possède trois étages susceptibles d'être perturbés: l'optocoupleur, le transistor bipolaire et le push-pull. Chacun de ces trois étages a un courant de polarisation. Ces courants de polarisation sont:

- optocoupleur: i_1 , donné par le constructeur de l'optocoupleur,
- transistor T2: $i_2 = E / R_1$,
- push-pull: $i_3 = E / R_2$.

IV.3.1.c2) Modèle d'étude

Si l'on représente les capacités parasites entre les pistes du circuit et le plan de masse, on obtient le modèle de la Fig. IV3-3.

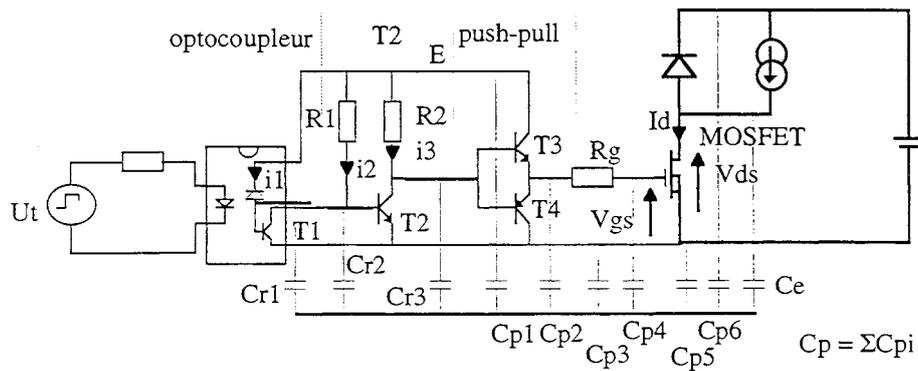


Fig. IV3-3. Modélisation des éléments parasites induits par le SMI.

IV.3.1.c3) L'optocoupleur

L'optocoupleur 6N136 qui a un courant de polarisation i_{11} de $50 \mu\text{A}$ a été choisi. D'autre part, la patte de base de ce composant ne sera soudée sur aucune pastille afin de limiter la capacité parasite C_{r1} . On calcule alors une surface de patte de $0,25 \text{ mm} \times 0,65 \text{ mm} = 1,625 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$ pour un boîtier classique. La capacité C_{r1} vaut alors: $0,08 \text{ pF}$. Connaissant C_{r1} , C_e , dV_{ds}/dt et le courant de polarisation i_{11} , nous appliquons la condition (IV3-1) pour calculer la valeur minimale de C_p . Nous calculons alors: $C_p = 960 \text{ pF}$.

IV.3.1.c4) Le transistor bipolaire

La résistance de polarisation R_1 est choisie relativement faible de façon à augmenter le courant i_2 . Ainsi, si l'on prend $R_1 = 2 \text{ k}\Omega$, la commande étant alimentée en $0 +15 \text{ V}$, le courant i_2 sera égal à $7,5 \text{ mA}$. Afin de respecter la condition (IV3-1), il est nécessaire d'agir sur C_p et C_{r2} . La capacité parasite C_p est choisie égale à 1200 pF . Cette valeur assure le respect de la condition pour l'optocoupleur puisqu'elle est supérieure à 960 pF . La condition impose alors une capacité parasite $C_{r2} \leq 15 \text{ pF}$. Cette capacité correspond à une surface de piste de $0,3 \text{ cm}^2$ à ne pas dépasser. Ainsi, si l'on choisit une largeur de piste de $1,5 \text{ mm}$, on a une longueur autorisée de 20 mm pour cette piste victime.

IV.3.1.c5) Le push-pull

Le push-pull est un étage identique au transistor bipolaire car il est alimenté par une résistance de polarisation. On choisit ainsi une résistance R_2 de $2 \text{ k}\Omega$ et une piste de $1,5 \text{ mm}$ de large sur 20 mm de long.

IV.3.1.d) Dessin de la carte

Les différentes solutions technologiques relatives au choix des composants et au dessin des pistes du circuit vont permettre d'aider le concepteur pour la réalisation du circuit. Il faut noter que les conditions ont été très restrictives puisqu'elles n'autorisaient aucune perturbation d'interrupteur de la

commande même si le transistor de puissance n'était pas perturbé. Les conditions à respecter pour la réalisation du circuit sont rappelées dans la figure suivante:

Circuit de Puissance		
Piste du point milieu :	$C_m = 150 \text{ pF}$	Surface = 3 cm^2
Pistes à potentiels constants :	$C_c = 1200 \text{ pF}$	Surface = 24 cm^2
Circuit de commande		
Optocoupleur :	6N136	pas de pastille pour la patte de base du transistor de sortie
Transistor Bipolaire :	$R1 = 2 \text{ k}\Omega$	piste de $0.15 \times 2 \text{ cm}^2$
Push-Pull :	$R2 = 2 \text{ k}\Omega$	piste de $0.15 \times 2 \text{ cm}^2$

Fig. IV3-4. Conditions à respecter pour la réalisation technologique.

Tous les autres critères entrant en compte lors de la conception technologique de la carte sont laissés à l'appréciation du concepteur.

Le dessin proposé de cette carte est alors le suivant:

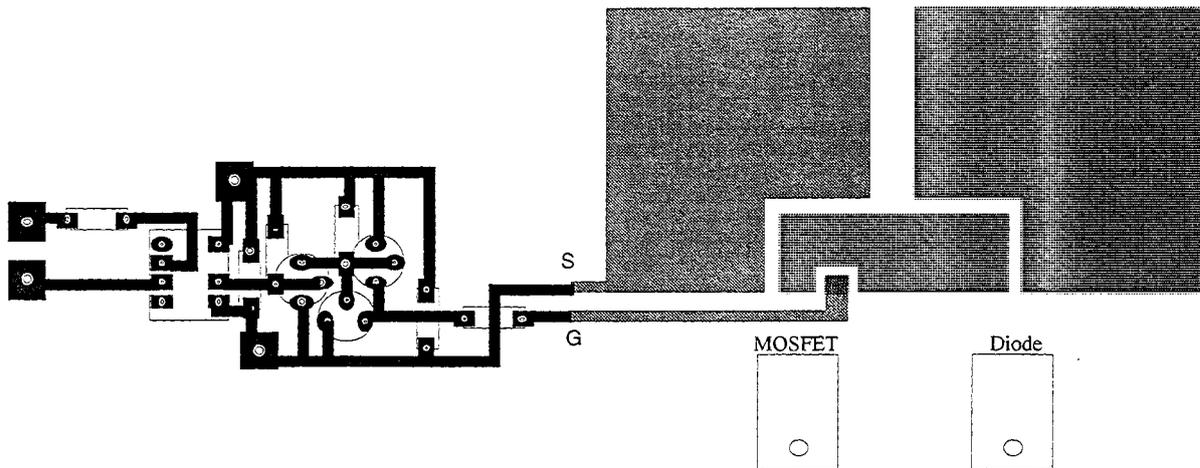


Fig. IV3-5. Dessin de la carte du hacheur.

Ce dessin garantit le bon fonctionnement de la carte vis-à-vis des perturbations d'origines capacitives. Une simulation du fonctionnement de ce hacheur avec les capacités parasites des pistes a été effectuée sur SPICE. En tenant compte des approximations des modèles de composants de puissance de SPICE, la simulation donne un comportement correct du convertisseur statique, comme le montrent les formes d'ondes simulées suivantes:

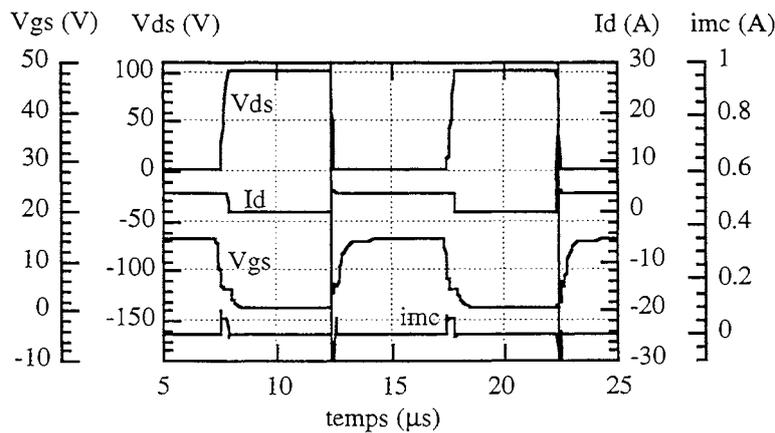


Fig. IV3-6. Simulation du fonctionnement du convertisseur sur SPICE.

Le courant imc est le courant de mode commun fourni par la capacité parasite C_e .

IV.3.1.e) Conclusion

Ainsi, les contraintes déterminées dans le point III.4.3 permettent de guider le concepteur dans ses choix technologiques par rapport aux problèmes d'autoperturbation. Cependant, dans le cas d'un système plus complexe que l'application décrite, la gestion optimale des différentes contraintes peut s'avérer être un véritable casse-tête. D'autre part, des contraintes existent qui ne sont pas explicitées clairement dans cette dernière application. Ce sont par exemple des pistes suffisamment longues pour permettre l'implantation des composants, le non-chevauchement des composants, pas de croisement de pistes... Toutes ces règles sont gérées par l'expérience du concepteur. Aussi, des méthodes permettant d'optimiser la compatibilité des règles entre elles sont à développer dans ce sens.

IV.3.2 Utilisation du Flou en vue d'une Gestion Rationnelle des Contraintes

IV.3.2.a) Introduction

Le problème abordé dans le point précédent IV.3.1 relatif à la conception technologique d'un convertisseur statique réside dans une gestion de données et de contraintes complexes. Les contraintes sont complexes car souvent mal connues ou mal définies. Par exemple, pour définir une piste de circuit imprimé servant de connexion entre deux composants, on est bien souvent incapable de donner avec précision sa longueur ... De même, il pourra exister autant de circuits que de concepteurs pour la même fonction. Les règles définissant le circuit sont généralement des règles issues de l'expérience du concepteur. Elles sont le plus souvent mal définies et donc difficilement exprimables. Or, en vue d'entreprendre une aide à la conception technologique, l'intégration de ces règles est nécessaire. L'utilisation de la démarche floue est alors envisagée pour la gestion de ces règles et de leurs données. Ce paragraphe a pour ambition de donner un aperçu de l'utilisation du flou pour la conception et de

faire ressortir les avantages de cette méthode. L'exemple simple de la conception d'un convertisseur statique sur SMI, effectué dans le paragraphe IV.3.1, sera succinctement traité par du flou.

IV.3.2.b) Formalisation du problème

Comme nous l'avons déjà vu, les règles de conception ne sont pas toujours parfaitement connues ou sont mal définies d'une part, et d'autre part certaines données sur lesquelles on doit s'appuyer pour cette phase de conception sont imprécises.

On est confronté à deux notions essentielles: l'imprécision (au niveau des données) et l'incertitude (au niveau des contraintes de conception).

Ceci nous a naturellement orienté vers les techniques du flou et notamment la théorie des possibilités [Dub] qui prend en compte ces deux notions. Ici, il n'est pas question de présenter de façon exhaustive cette théorie mais des travaux dans notre laboratoire ont déjà utilisé cette théorie [Fra]. Nous donnerons donc ici uniquement les quelques notions essentielles pour la compréhension du paragraphe.

IV.3.2.b1) Données

Le terme "données" regroupe toutes les quantités intervenant dans le système étudié.

Il s'agit de données discrètes et précises que l'on connaît par la conception de la structure, comme par exemple la tension d'alimentation E de la commande.

Il s'agit aussi de données imprécises (dont on connaît un intervalle de valeurs) que l'on va appeler données floues. On va chercher à déterminer ces données floues. Comme exemple de données floues, on peut considérer la longueur d'une piste. C'est une donnée que l'on ne connaît pas précisément (qui ne découle pas d'une règle de conception bien définie) mais dont on arrive à cerner la valeur.

Toutes ces données représentent le convertisseur statique que nous souhaitons concevoir. Elles sont rappelées dans le schéma de la Fig. IV3-3, reproduite ci-après:

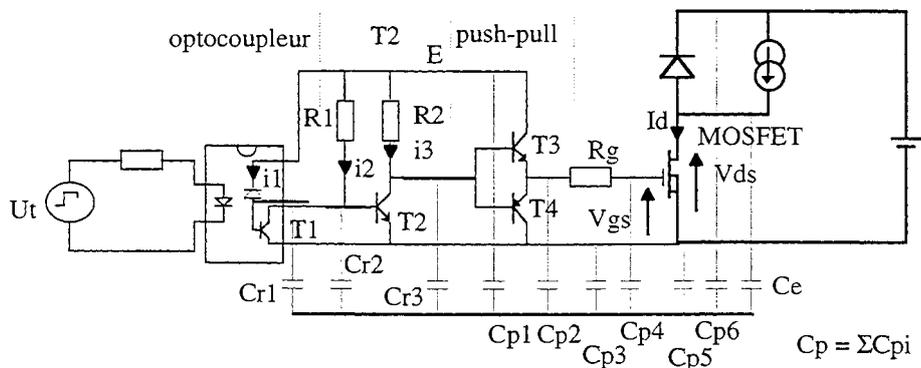


Fig. IV3-7. Modélisation des éléments parasites induits par le SMI.

b11) Données issues de la structure

La conception de la structure donne des indications sur la valeur de certaines données. Ainsi, la détermination du composant permet de définir la valeur de la tension de seuil V_{th} et de la capacité C_{gd} , intervenant dans la valeur du front de tension, source du courant de mode commun. La connaissance du type d'optocoupleur détermine la valeur du courant de polarisation de son transistor de sortie. La valeur des résistances de polarisation R_1 et R_2 n'a pas été déterminée lors de la conception de la structure. Une valeur floue peut être donnée pour ces deux résistances et correspond à des valeurs possibles de celles-ci. De même, la valeur de la résistance de grille n'est pas encore connue avec précision, et une valeur floue est donnée. Toutes ces données, qu'elles soient connues précisément ou dans un intervalle donné sont répertoriées dans la figure ci-dessous.

MOSFET	IRF740	$V_{th} = 3 \text{ V}$	$C_{gd} = 35 \text{ pF}$
Tension d'alimentation de la commande: $E = 15 \text{ V}$			
Optocoupleur:	type 6N136	$i_1 = 50 \mu\text{A}$	
Résistances de polarisation:		$1000 < R_1 < 10000$	
		$1000 < R_2 < 10000$	
Résistance de grille:		$20 < R_g < 200$	

Fig. IV3-8. Données issues de la conception structurelle du convertisseur.

La résistance de grille R_g contrôle le front de tension dV/dt par la formulation suivante:

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_{th} - E}{R_g C_{gd}} \quad (\text{IV3-2})$$

Une contrainte, liée à la performance du convertisseur statique en terme de pertes, est imposée au front de tension dV/dt . Cette contrainte peut s'écrire: "le front de tension dV/dt doit être le plus élevé possible".

b12) Données issues de la géométrie

La détermination géométrique des pistes est extrêmement délicate. Plusieurs contraintes, parfois antagonistes, guident le choix du dessin des pistes. Ainsi, une longueur de piste doit être suffisante pour pouvoir effectuer la connexion: c'est l'aspect fonction de la piste. Mais, une surface importante de piste favorisera les courants de mode commun. Cette surface doit donc être limitée: c'est l'aspect parasite de la piste.

Sur SMI, les pistes seront modélisées par la capacité parasite piste-plan de masse. Les données relatives aux pistes sont floues. La longueur de piste nécessaire pour la connexion détermine la valeur minimale de la capacité parasite piste-plan de masse. La valeur maximale devra être suffisante pour

permettre une liberté d'action au niveau de la résolution du problème.

Sur SMI, la capacité parasite piste-plan de masse vaut environ 50 pF/cm². On choisit une longueur minimale de piste de 2 mm pour le circuit de commande et 10 mm pour le circuit de puissance. Ces données permettent de déterminer la valeur minimale de la capacité parasite en fonction de la longueur minimale estimée de piste.

Une contrainte imposée à la capacité parasite piste-plan de masse existe. Ainsi, autour d'une valeur optimale, nous pouvons définir deux contraintes.

La première contrainte concerne les valeurs inférieures à cette valeur optimale et impose une valeur de la capacité parasite suffisante pour permettre une connexion aisée. En effet, la capacité parasite est proportionnelle à la longueur de piste.

La deuxième contrainte concerne les valeurs supérieures à la valeur optimale et impose des capacités parasites les plus faibles possibles de façon à réduire l'encombrement du circuit.

IV.3.2.b2) Règles

Les règles permettent de formaliser le savoir et le savoir-faire du concepteur. Dans notre application, il existera une règle importante qui est la règle de bon fonctionnement du convertisseur vue des perturbations d'origine capacitive. Elle est imposée aux trois victimes du système et s'écrivent:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{Cr1 Ce}{\Sigma C} \frac{dV}{dt} < i1 \\ \frac{Cr2 Ce}{\Sigma C} \frac{dV}{dt} < i2 \\ \frac{Cr3 Ce}{\Sigma C} \frac{dV}{dt} < i3 \end{array} \right. \quad (IV3-3)$$

où: ΣC est la somme de toutes les capacités pistes-plan de masse du circuit

Le respect de ces règles garantit un fonctionnement correct du convertisseur statique.

IV.3.2.c) Implantation

Comme nous l'avons déjà dit, notre choix s'est porté sur les concepts du flou pour résoudre notre problème. Tout d'abord, nous allons considérer la modélisation des données, puis nous présenterons la stratégie adoptée, et enfin quelques résultats seront exhibés.

IV.3.2.c1) Données

Certaines données sont précises et leur représentation ne pose, par conséquent, pas de problème. D'autres données sont floues. Ce sont par exemple les résistances, le front de tension et les capacités

parasites.

c11) Résistance de grille R_g

La valeur de la résistance de grille est liée à celle du front de tension. Ainsi, la valeur du front de tension appartient à un intervalle et de plus, cette donnée est liée à une contrainte. Le front de tension dV/dt peut donc être modélisé par les données suivantes:

- R_g appartient à l'intervalle [20; 200],

- $V_{th}=3$, $E=15$, $C_{gd}=35 \cdot 10^{-12}$,

$$\frac{dV}{dt} = \frac{V_{th} - E}{R_g C_{gd}}$$

- "le front de tension doit être le plus élevé possible".

La représentation de ces données est effectuée par la Fig. IV3-9. La fonction d'appartenance traduit un coefficient de possibilité pour chaque valeur de la donnée considérée.

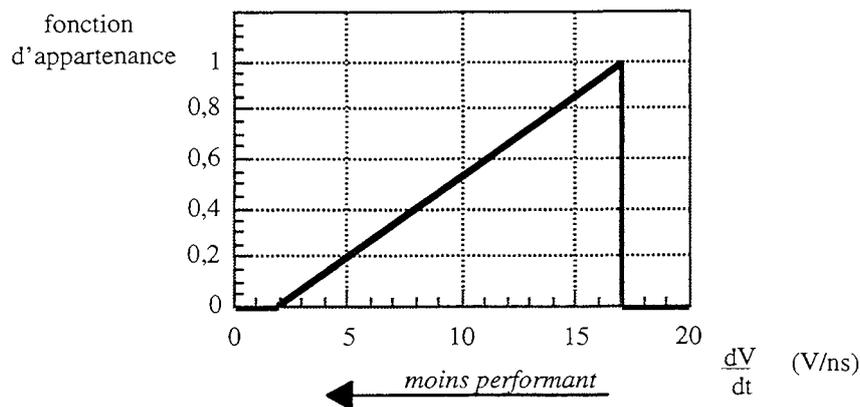


Fig. IV3-9. Fonction d'appartenance de dV/dt .

Cette fonction a été obtenue en calculant tout d'abord les valeurs des fronts de tension dV/dt minimum et maximum à partir de l'intervalle de la résistance de grille R_g . Puis, la règle de performance sur le front de tension a été décrite par une forme de fonction que nous avons choisie linéaire entre ces deux valeurs, la préférence la plus importante étant choisie pour la valeur la plus élevée du front de tension et la préférence la moins importante pour la valeur la plus faible.

c12) Résistances de polarisation $R1$ et $R2$

Les résistances $R1$ et $R2$ sont définies par un intervalle de valeurs. La représentation est alors celle de la Fig. IV3-10.

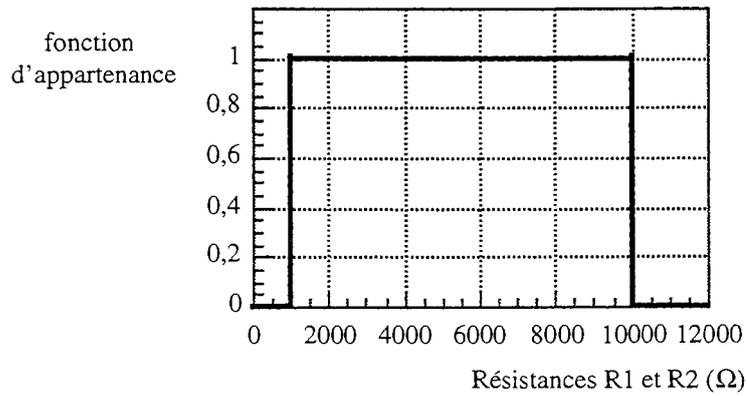


Fig. IV3-10. Fonction d'appartenance de R1 et R2.

c13) Capacités parasites piste-plan de masse

Les capacités parasites ont été définies par les données suivantes:

- une valeur optimale,
- une valeur minimale,
- une valeur maximale,
- "la capacité ne doit pas être trop faible afin de permettre une connexion aisée",
- "la capacité ne doit pas être trop importante afin de limiter l'encombrement du circuit".

Par exemple, pour la capacité Cp1 du schéma de la Fig. IV3-7, sa description est représentée par la fonction d'appartenance de la Fig. IV3-11.

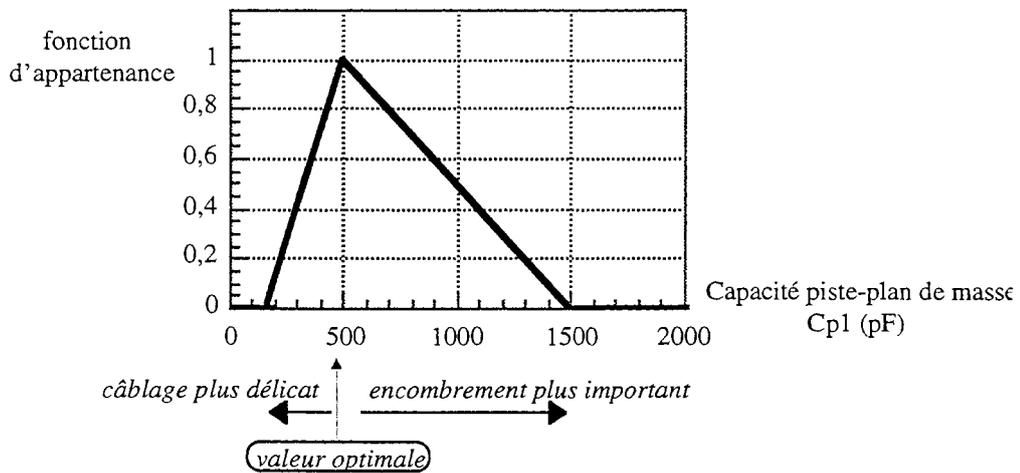


Fig. IV3-11. Fonction d'appartenance de la capacité piste-plan de masse.

On remarque que la pente de la partie gauche de la courbe est plus importante que celle de la partie droite car on considère que la première contrainte (associée à la partie gauche de la courbe) est plus contraignante que la deuxième contrainte (associée à la partie droite). Ainsi, pour une même variation de valeur de la capacité, la préférence reste plus importante dans la partie droite de la courbe que dans la gauche.

IV.3.2.c2) Stratégie

Dans le but d'obtenir des valeurs discrètes pour les données, la méthode choisie consiste à vérifier les règles de bon fonctionnement en partant du choix le plus optimal des données. Si ces règles sont respectées, la résolution du problème est terminée et les valeurs des données seront optimales. En revanche, si ces règles ne sont pas respectées, le choix des valeurs des données sera remis en cause en considérant les données par ordre décroissant de priorité. La méthode est ainsi schématisée par la Fig. IV3-12.

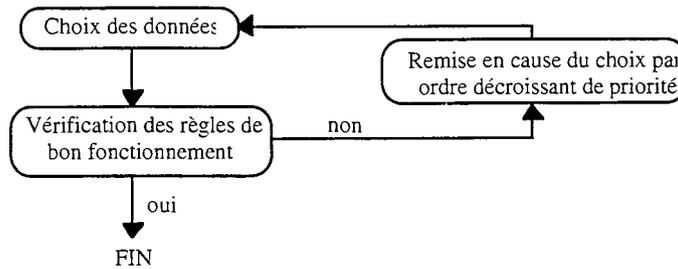


Fig. IV3-12. Méthodologie pour la résolution du problème.

La condition de bon fonctionnement peut s'écrire:

$$\frac{Cr1 \ Ce}{Cr1 + Cr2 + Cr3 + Cp + Ce} \frac{dV}{dt} < i1 \quad (IV3-4)$$

avec: $Cp = \sum Cpi = Cp1 + Cp2 + Cp3 + Cp4 + Cp5 + Cp6$

En négligeant la somme $Cr1 + Cr2 + Cr3$ devant $Cp + Ce$, l'équation (IV3-4) s'écrit aussi:

$$\frac{Cr1 \ Ce}{Cp + Ce} \frac{dV}{dt} < i1 \quad (IV3-5)$$

Dans un premier temps, nous choisissons d'agir sur le terme Cp car l'obtention de sa valeur optimale ne constitue pas notre priorité par rapport aux autres données. L'équation (IV3-5) devient alors:

$$Cp > \frac{Cr1 \ Ce}{i1} \frac{dV}{dt} - Ce \quad (IV3-6)$$

Il en est de même pour les deux autres victimes $Cr1$ et $Cr2$.

Toutes les valeurs des données autres que Cp (résultant de la somme $Cp1 + Cp2 + Cp3 + Cp4 + Cp5 + Cp6$) sont choisies optimales. Il est possible de calculer le terme de droite de l'équation (IV3-6).

$$K1 = \frac{Cr1 \ Ce}{i1} \frac{dV}{dt} - Ce \quad (IV3-7)$$

Les deux autres termes $K2$ (associé à $Cr2$) et $K3$ (associé à $Cr3$) sont calculés de la même façon.

La fonction d'appartenance de Cp est obtenue en additionnant les fonctions d'appartenance de chaque Cpi . Cette fonction est représentée Fig. IV3-13 ainsi que les trois valeurs particulières $K1$, $K2$ et $K3$ associées à la règle de bon fonctionnement.

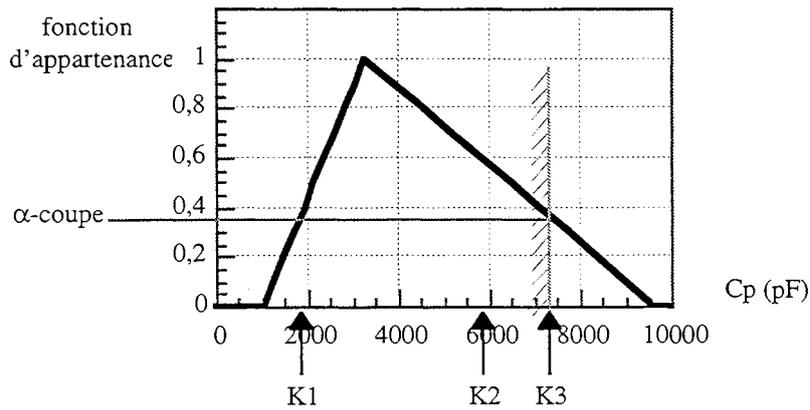


Fig. IV3-13. Fonction d'appartenance du terme Cp.

La condition de bon fonctionnement s'écrit:

$$\begin{aligned}
 C_p &> K_1, \\
 C_p &> K_2, \\
 C_p &> K_3,
 \end{aligned}
 \tag{IV3-8}$$

On voit donc sur cette figure qu'il est nécessaire de choisir le terme Cp entre les valeurs K3 et 9600 de façon à respecter la condition de bon fonctionnement pour chacune des victimes.

Ce terme Cp représente une somme. Il faut alors répercuter le choix effectué sur chacun des éléments Cpi qui constitue la somme Cp. Pour cela, la valeur limite admissible pour Cp (qui est ici K3) détermine un α -coupe nous permettant de remonter aux capacités Cpi. La Fig. IV3-14 montre la façon de déterminer la valeur choisie pour Cp1 à partir du diagramme de la Fig. IV3-13.

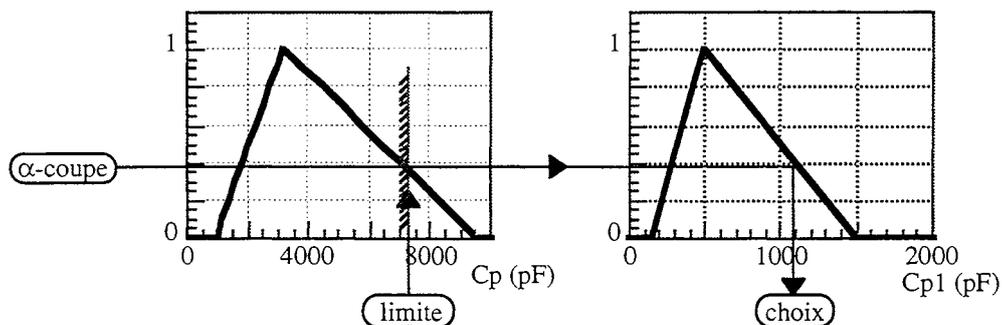


Fig. IV3-14. Choix de la valeur de Cp1.

La résolution du problème est ainsi terminée. Nous obtenons alors les valeurs des données utilisables pour la conception technologique. Dans notre cas, les valeurs sont optimales pour toutes les données exceptées pour les capacités Cp1, Cp2, Cp3, Cp4, Cp5 et Cp6. Pour ces dernières données, le coefficient de confiance montré dans la Fig. IV3-13 est relativement faible (0.38). On peut augmenter ce coefficient de confiance si l'on accepte de diminuer celui de certaines autres données. La stratégie devient alors plus complexe et demande par exemple de définir un coefficient de préférence d'action pour chacune des données.

Ces données technologiques ne constituent pas un optimum mais une solution possible par la méthode

décrite. Ces données peuvent ensuite être intégrées pour la conception technologique. En particulier, les longueurs de pistes autorisées se déduisent des capacités parasites limites.

IV.3.2.d) Conclusion

La manipulation de règles et de données floues est extrêmement délicate et peut être effectuée à l'aide des concepts du flou.

D'autres règles demandent à être intégrées afin de cerner plus finement la conception technologique des convertisseurs statiques. La maîtrise de ces règles et de l'outil de résolution par les techniques du flou est susceptible d'apporter de nombreuses solutions pour la conception technologique des convertisseurs statiques.

IV.3.3 Contraintes sur la Géométrie

IV.3.3.a) Introduction

A partir de modèles simples, des solutions à l'interaction puissance-commande ont été proposées. Ces solutions concernent une action sur les trois composantes du processus de l'interaction puissance-commande dès la phase de conception technologique du convertisseur statique. Ces trois composantes, la source, la victime et le chemin, font parties intégrantes du système et participent à ses performances, son coût... La gestion de ces trois modes d'action distincts pourrait être effectuée grâce à l'utilisation des techniques du flou comme le montre l'exemple du paragraphe IV.3.2. Mais jusque là, ces actions concernent les modèles du système et non pas sa réalité physique. Aussi, il est nécessaire de définir des contraintes non plus sur les modèles mais sur la géométrie elle-même.

IV.3.3.b) Aperçu des contraintes géométriques

Afin de repérer les problèmes à venir, un bref aperçu des contraintes sur la géométrie du convertisseur statique est proposé selon les trois modes d'actions envisagés.

IV.3.3.b1) Source

En ce qui concerne les couplages capacitifs et inductifs, nous avons vu que les sources de perturbations sont le fait de fronts en tension et courant provoqués par la commutation des interrupteurs de puissance. Ces fronts dépendent fortement de la résistance de grille pour un transistor à grille isolé. Le choix de cette résistance s'avère par conséquent le moyen d'action privilégié de la source de perturbation. Le lien entre le composant "résistance de grille" et son modèle ne pose aucun problème car la relation les liant est entièrement bijective.

IV.3.3.b2) Victime

La victime de l'interaction puissance-commande est un composant actif bas-signal de la commande. Par rapport aux perturbations, elle est caractérisée par sa sensibilité. Une façon d'agir sur la victime est de choisir un composant moins sensible ou un courant de polarisation plus important. La représentation physique ou géométrique de ce choix ne pose pas de problème.

IV.3.3.b3) Chemin

Dans notre étude, le chemin de perturbation est dû aux capacités parasites entre les pistes et le plan de masse, et aux mutuelles entre boucles de pistes. Des contraintes garantissant le fonctionnement correct du convertisseur statique ont été proposées sur ces capacités et mutuelles. Ainsi, on obtient des contraintes sur les modèles du chemin mais pas encore sur la géométrie.

En ce qui concerne les capacités parasites pistes-plan de masse, des formulations relativement simples permettent de définir des surfaces ou des longueurs maximales de pistes de circuit imprimé. L'étude du paragraphe IV.3.1 illustre ce retour à la géométrie. Cependant, le positionnement des pistes et l'implantation des composants est laissé à l'appréciation du concepteur.

En ce qui concerne les mutuelles entre boucles, la formulation permettant de calculer la mutuelle en fonction de la géométrie des pistes existent mais n'est pas bijective. Aussi, il semble très délicat de proposer une géométrie en fonction de la valeur limite de la mutuelle sans effectuer des boucles de calculs.

La mise en place de contraintes sur la géométrie à partir des contraintes obtenues sur le modèle semble actuellement difficile. Une solution intermédiaire peut cependant être proposée.

IV.3.3.c) Solution intermédiaire possible

Cette solution qui mériterait d'être étudiée de façon plus précise reste toutefois intermédiaire car elle nécessite encore l'intervention d'un concepteur confirmé de circuit. Cette solution consiste à intégrer les conditions de fonctionnement correcte vue de l'interaction puissance-commande dans un logiciel de dessin de circuit imprimé du type ORCAD. L'intégration de ces conditions ainsi que des formulations simples relatives à la commutation des interrupteurs de puissance permettrait le calcul en temps réel des fronts de tension et courant de la source ainsi que des contraintes. Une indication pourrait ainsi être proposée au concepteur sur les performances de son circuit et sur les zones de sécurité ou de liberté de conception en terme de couplages.

Une simulation fine pourrait ensuite être effectuée à la suite du dessin des pistes et de l'implantation des composants à l'aide de SPICE qui aura été couplé à ORCAD au préalable. Les modèles de la connectique seraient créés dans SPICE de façon informatique à partir du dessin des pistes.

Cette étude demande un investissement lourd mais les moyens actuels à notre disposition permettent de l'envisager.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

L'objectif de cette thèse était de déterminer les différents cas de figure (implantation-commande-puissance) qu'il conviendrait d'éviter lors de la conception eu égard au choix d'une technologie particulière d'implantation: le SMI ou le circuit imprimé. L'unique façon de présenter ce type de résultat s'avère être la rédaction de règles de conception utilisables simplement dans le but de guider le concepteur dans son implantation de manière à minimiser l'interaction puissance-commande au sein d'un convertisseur statique.

Etant en champ très proche, les champs perturbateurs laissent facilement apparaître leur prédominance (magnétique ou électrique). Il a ainsi été possible de décomposer les problèmes d'interaction puissance-commande selon les critères CEM:

- couplage par impédance commune,
- couplage inductif,
- couplage capacitif.

Pour chacun des types de couplage, nous avons développé des modèles simples permettant de représenter de façon pertinente le processus de perturbations pour chacun des éléments de ce processus:

- source (dI/dt , dV/dt),
- chemin (connectique),
- victime (électronique de commande bas signal).

De nombreux modèles relativement fins existent vis-à-vis de chacun des protagonistes (source, chemin, victime), mais leur complexité ainsi que leur manipulation sous forme de boîtes noires ne permettent que d'accéder à la simulation fine du convertisseur. A partir de la simulation fine, il est extrêmement difficile de séparer les phénomènes origine du dysfonctionnement global que l'on ne peut que constater. Il est donc encore plus difficile d'agir sur les paramètres fondamentaux qui régissent chacun des phénomènes.

C'est la raison pour laquelle nous avons été amenés à développer une méthodologie permettant de conduire à l'élaboration de règles de conception. Son principe consiste à inverser le déroulement de la simulation afin de déterminer des contraintes sur la technologie à partir de critères sur le fonctionnement du convertisseur. Pour effectuer cette "simulation inverse", il est nécessaire de modéliser non plus chacun des éléments mais l'ensemble du processus de l'interaction puissance-commande. Le modèle doit rester suffisamment simple pour pouvoir être inversé et permettre alors de déterminer des contraintes en fonction de critères.

Ainsi des travaux continuent dans cette philosophie, couplage par les alimentations (caractérisation des transformateurs), mise en parallèle de composants semi-conducteurs, en tenant compte à la fois de l'aspect électrothermique et connectique, mise en parallèle de condensateur, dimensionnement des amenées de courant, étude de la perturbation de circuits spécifiques de commande ...

Nous pensons que ce travail représente seulement un défrichage dans le cadre de la conception des convertisseurs statiques sous l'angle de l'interaction puissance-commande. Loin d'être achevé cependant, il offre nous l'espérons, une méthodologie, en cours de validation, qui pourrait être utile dans l'intégration d'autres critères tels que CEM rejetée sur le réseau ou rayonnement, pertes, thermique, rendement, etc... lors du processus de conception d'un convertisseur d'Electronique de Puissance.

Références Bibliographiques

- [Bad] R. Badoual, C. Martin, S. Jacquet, "*Les Micro-Ondes 1- circuits, microrubans, fibres*", coll. Technologies, Masson, 1993.
- [Bat] C. Batard, "*Interactions Composants-Circuits dans les onduleurs de tension. Caractérisation-Modélisation-Simulation*", Thèse de Doctorat INPT, 1992.
- [Cha] A. Charoy, "*Parasites et Perturbations des Electroniques*", Dunod, .
- [Cla] E. Clavel, J.L. Schanen, J. Roudet, "*Case Impedance Determination for Power Electronics Components*", IEEE ICEAA'95.
- [Col] J. Colmaut, P. Cussac, G. Labaune, "*Prise en compte de la Compatibilité Electromagnétique lors de la conception d'une alimentation à découpage*", 6ème Colloque Intern. et Exp. sur la CEM, 1992.
- [Cos] F. Costa, "*Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence*", Thèse de Doctorat de l'Université d'Orsay Paris Sud, 1992.
- [Dub] D. Dubois, H. Prade, "*Théorie des Possibilités-applications à la représentation des connaissances en informatique*", coll. Méthodes+Programme, Masson, 1988.
- [Far] E. Farjah, J. Roudet, J-L. Schanen, "*Etude comportementale de la commutation d'un transistor MOSFET de puissance*", J. Phys. III, France 4 (1994), pp 2531-2555.
- [Fra] F. François, "*Contribution à la modélisation floue à la conception en génie électrique*", Thèse de Doctorat de l'INPG, 1994.
- [Gra] L.B. Gravelle, P.F. Wilson, "*EMI/EMC in Printed Circuit Boards. A Literature Review*", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol.34, n°2, May 1992.
- [Hed] B. Heddebaut, "*Etude phénoménologique et modélisation de comportement de fonctions logiques élémentaires TTL et Cmos soumises à des perturbations induites par couplages électromagnétiques*", Thèse de Docotrat USTL, 1992.
- [Hoe] C. Hoer, C. Love, "*Exact Inductance Equations for Rectangular Conductors with Applications to More Complicated Geometries*", J. of Res. of the NBS, vol. 69.C, n°2, April-June 1965.
- [HP] Hewlett-Packard, "*Impedance/Gain-Phase Analyser 4194A*", 1990.
- [IR] International Rectifier, "*HEXFET Designer's Manual-Power MOSFET Applications and Product Data*", 1987.
- [Lan] C.E. Larson, J.M. Roe, "*A Modified Ebers-Moll Transistor Model for RF Interfernece Analysis*", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol. EMC 21, n°4, nov. 1979.
- [Lar] M. Lardellier, G. Rojat, E. Labouré, F. Costa, "*Comparaison des Perturbations Electromagnétiques dans une Cellule de Commutation pour Différentes Technologies de Composants Silicium*",
- [Mar] Mardiguan, "*Manuel Pratique de la CEM*", Edition Prâna.
- [Mas] G. Massobrio, P. Antognetti, "*Semiconductor Device Modeling with SPICE*", Mc Graw Hill, 1993.

- [Mat] MATRIXx, "*MATRIXx, Control Design Module*", "*System Build, Modeling and Simulation*", Integrated Systems, Inc., 1991.
- [Mot] Motorola semiconductors, "*small-signal Transistor Data Book*", 1984.
- [Ott] H.W. Ott, "*Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*", Wiley Interscience, 1988.
- [Pau] C.R. Paul, "*Introduction to Electromagnetic Compatibility*", Wiley Interscience.
- [Piq] M. Piquet, J-P. Cambronne, S. Saadate, C. Glaize, "*Méthodologie et outils pour la conception en électronique de puissance*", EPF'94.
- [Ram] Ramesh Garg, I.J. Bahl, "*Characteristics of Coupled Microstriplines*", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-27, n°7, July 1979.
- [Rou] J. Roudet, "*Intégration de la CEM dans la conception des convertisseurs d'Electronique de Puissance*", Habilitation à diriger des recherches, 1994.
- [Sar] F. Sarrus, "*Etude de l'influence des éléments de la cellule de commutation sur le comportement dynamique de l'IGBT*", Thèse de Doctorat INSA, 1995.
- [Sce] G. Schulze, H. Stot, L. Lorenz, "*Influence of Parasitic Effects on the Switching and Commutation Behavior of Fast Power Semiconductor Devices*", EPE'89.
- [Sch] J-L. Schanen, "*Integration de la Compatibilité Electromagnétique dans la Conception de Convertisseurs en Electronique de Puissance*", Thèse de Doctorat INPG, 1994.
- [Spi] SPICE, "*The Design Center: Analysis User's Guide*", Microsim Corp., 1994.
- [Vap] A. Vapaille, R. Castagné, "*Dispositifs et circuits intégrés semiconducteurs*", Dunod 1990.
- [Wee] W.T. Weeks, L.L. Wu, M.F. Mc Allister, A. Singh, "*Resistive and Inductive Skin effect in Rectangular Conductors*", IBM J. Res. Develop., vol.23, n°6, November 1979.

Bibliographie

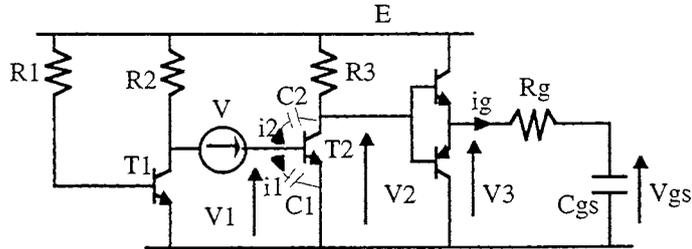
- [Bau] J. Baudet, B. Heddebaut, B. Coudoro, B. Demoulin, P. Degauque, "*Caractérisation de la sensibilité aux IEM des circuits intégrés CMOS et HCMos lors de leur transit logique*", 6ème Colloque Intern. et Exp. sur la CEM, 1992.
- [Bog] E. Bogatin, "*Design Rules for Microstrip Capacitance*", IEEE Trans. on Components Hybrids and Manufacturing Technology, vol.11, n°3, September 1988.
- [Bud] I. Budiharjo, P.O. Lauritzen, "*The Lumped-Charge Power MOSFET Model, Including Parameter Extraction*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol.10, n°3, May 1995.
- [Cas] E.S. Cassagnol, "*Physique et électronique des semiconducteurs*", Dunod, 1965.
- [Cou] B.Y.D. Coudoro, "*Etude phénoménologique de la sensibilité des circuits logiques fonctionnant en régime dynamique soumis aux effets induits par des champs électromagnétiques*", Thèse de Doctorat de l'USTL, 1993.
- [Fic] S. Ficheux, E. Podevigne, H. Rakouth, "*Etat de la réglementation et de la normalisation en matière de compatibilité électromagnétique des systèmes électroniques automobiles*", 6ème Colloque Intern. et Exp. sur la CEM, 1992.
- [Gil] P. Gillet, "*Modèle distribué de transistor bipolaire pour la CAO des circuits en électronique de puissance*", Thèse de Doctorat INPT, 1995.
- [Gra] D.A. Grant, J. Gowar, "*Power MOSFETS Theory and Applications*", Wiley Interscience, 1989.
- [Hed] B. Heddebaut, J. Baudet, B. Demoulin, P. Degauque, "*Etude du comportement des composants électroniques soumis aux IEM non destructives. Modélisation d'une porte logique NAND (TTL) perturbée en faisant usage des équations générales du transistor bipolaire*", Contrat INRETS-CRESTA, 1991.
- [Kli] M. Klingler, M. Szelag, M. Heddebaut, "*Comparaison théorique et expérimentale des niveaux de susceptibilité électromagnétique de circuits intégrés logiques fonctionnant en régime statique et dynamique*", 6ème Colloque Intern. et Exp. sur la CEM, 1992.
- [Mas] J.L. Massol, J.L. Debrie, P. Gillet, M.A. Kallala, P. Leturcq, "*Modèles de composants semiconducteurs bipolaires pour la CAO en électronique de puissance*", Rapport LAAS n° 94249, 1994.
- [Pau1] C.R. Paul, "*Derivation of Common Impedance Coupling from the Transmission-Line Equations*", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol.34, n°3, August 1992.
- [Pau2] C.R. Paul, "*Literal Solutions for Time-Domain Crosstalk on Lossless Transmission Lines*", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol.34, n°4, November 1992.
- [Pau3] C.R. Paul, "*A Comparison of the Contributions of Common-Mode and Differential-Mode Currents in Radiated Emissions*", IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility, vol.31, n°2, May 1989.
- [Pau4] C.R. Paul, "*Modeling Electromagnetic Interference Properties of Printed Circuits Boards*", IBM J. Res. Develop., vol.33, n°10, January 1989.

- [Puz] A. Puzo, G. Rojat, F. Costa, F. Forest, "*Analyse de la génération des perturbations dans les convertisseurs statiques*", 6ème Colloque Intern. et Exp. sur la CEM, 1992.
- [Rou1] J. Roudet, "*Analyse et comparaison des divers modes de conversion statique DC-DC : modes de commutation et sûreté de fonctionnement CEM*", Thèse de Doctorat INPG, 1990.
- [Rou2] J. Roudet, "*Synthèse des convertisseurs statiques*", LEG INPG, 1995.
- [Rou] J. Roudet, "*I- La diode de Puissance*", Polycopié pour le CAPET Génie Electrique, IUFM, Grenoble, 1994.
- [Rue1] A.E. Ruehli, P.A. Brennan, "*Efficient Capacitance Calculations for Three-Dimensional Multiconductor Systems*", IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-21, n°2, February 1973.
- [Rue2] A.E. Ruehli, "*Capacitance Models for Integrated Circuit Metallization Wires*", IEEE J. of Solid State Circuits, vol. SC-10, n°6, December 1975.
- [Sch] J-L. Schanen, J. Roudet, F. Merienne, "*Common Mode Current Prediction in Power Electronics Converters*", IEEE ICEAA'95.
- [She] K. Shenai, "*A Circuit Simulation Model for High-Frequency Power MOSFET'S*", IEEE Trans. on Power Electronics, vol.6, n°3, July 1991.
- [Tho] SGS Thomson Microelectronics Power Transistor, "*Application Manual*", 1989.

ANNEXE A

Propagation de la perturbation par couplage inductif

Modèle:



$C1$ = capacité dynamique de la jonction base-émetteur de T2 ($C1=25.4$ pF pour un 2N2222A)

$C2$ = capacité dynamique de la jonction base-collecteur de T2 ($C2=7.7$ pF pour un 2N2222A)

Conditions initiales:

$$V1 = 0$$

$$V2 = E$$

$$V3 = E$$

$$V_{gs} = E$$

Phase 1:

Conditions initiales: $V1 = 0$

Fin de phase: $V1 = V_{th} = 0.7$ V

temps de phase: $t1 = 0$

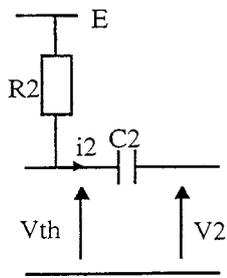
Phase 2:

Conditions initiales: $V2 = E$

$$V_{gs} = E$$

Fin de phase: $V_{gs} = V_{gsa}$ ($0 < V_{gsa} < E$)

évolution de $V2$:



$$\begin{cases} i2 = \frac{E - V_{th}}{R2} \\ i2 = -C2 \frac{dV2}{dt} \end{cases}$$

Soit: $V2 = -\frac{i2 \cdot t}{C2} + E$ jusqu'à $V2 = 0$ lorsque

$$t = t_a = \frac{E - V_{th}}{E} C2 R2$$

D'où:
$$V2m = E - \frac{E - V_{th}}{\tau_2} \cdot t + \phi(t, t_a) \cdot \left(\frac{E - V_{th}}{\tau_2} \cdot (t - t_a) \right)$$

Avec:
$$\phi(t, t_a) = \begin{cases} 0 & \text{si } t < t_a \\ 1 & \text{si } t \geq t_a \end{cases}$$

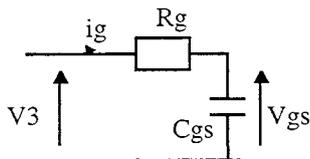
$$\tau_2 = R2 \cdot C2$$

donc:
$$V2m = \frac{E}{p} - \frac{E - V_{th}}{\tau_2 \cdot p^2} \cdot (1 - e^{-p \cdot t_a})$$

évolution de V3:

Le push-pull est un suiveur, donc: $V3 = V2$.

évolution de Vgs:



$$\begin{cases} V3 = V_{gs} + Rg \cdot i_g \\ i_g = C_{gs} \cdot p \cdot V_{gs} - C_{gs} \cdot E \end{cases}$$

d'où: $V_{gs} = E + V4(t) - \phi(t, t_a) \cdot V4(t - t_a)$

avec:
$$V4(t) = -\frac{E - V_{th}}{\tau_2} \cdot \left(\tau_g \cdot e^{-t/\tau_g} + t - \tau_g \right)$$

et: $\tau_g = Rg \cdot C_{gs}$

t2 est tel que: $V_{gs}(t2) = V_{gsa}$.

L'obtention de t2 se fait numériquement par MATHCAD.

Phase 3:

Conditions initiales: $V1 = V_{th} = 0.7 \text{ V}$

Fin de phase: $V1 = 0$

temps de phase: $t3 = 0$

Phase 4:

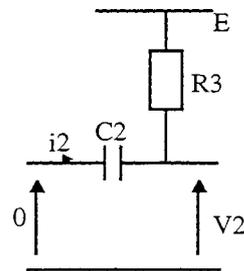
Conditions initiales: $V2 = 0$

$V_{gs} = V_{gsa}$

Fin de phase:

$V_{gs} = E$

évolution de $V2$:



$$\begin{cases} \frac{E}{p} = -R3 \cdot i2 + V2 \\ -i2 = C2 \cdot p \cdot V2 \end{cases}$$

$$V2 = \frac{E}{p \cdot (1 + \tau_4 \cdot p)}$$

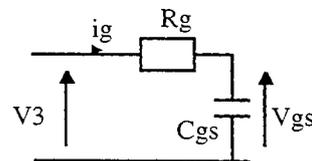
avec: $\tau_4 = R3 \cdot C2$

donc: $V2 = E \cdot \left(1 - e^{-t/\tau_4}\right)$

évolution de $V3$:

$$V3 = V2$$

évolution de V_{gs} :



$$\begin{cases} V3 = V_{gs} + Rg \cdot ig \\ ig = Cgs \cdot p \cdot V_{gs} - Cgs \cdot V_{gsa} \end{cases}$$

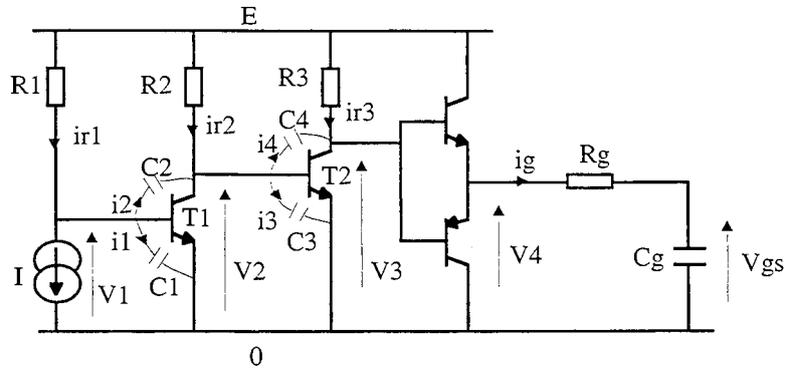
$$V_{gs} = \frac{V_{gsa}}{p} - \frac{V_{gsa}}{p(1 + \tau_g p)} + \frac{E}{p(1 + \tau_4 p)(1 + \tau_g p)}$$

Soit:
$$V_{gs} = V_{gsa} \cdot e^{-t/\tau_g} + E \cdot \left(1 + \frac{\tau_4 \cdot e^{-t/\tau_4} - \tau_g \cdot e^{-t/\tau_g}}{\tau_g - \tau_4}\right)$$

ANNEXE B

Propagation de la perturbation par couplage capacitif

Modèle :



Conditions initiales:

$$\begin{aligned} V1 &= V_{th1} = 0.7 \text{ V} \\ V2 &= 0 \\ V3 &= E \\ V4 &= E \\ V5 &= E \end{aligned}$$

Phase 1:

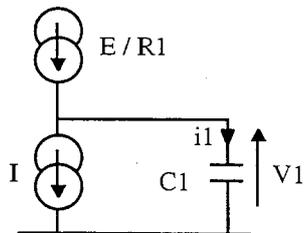
Conditions initiales: $V1 = V_{th1} = 0.7 \text{ V}$.

Fin de Phase: $V1 = 0 \text{ V}$.

Modèle :

$$\frac{E}{R1 p} = \frac{I}{p} + i1$$

$$i1 = C1 p V1 - C1 V_{th1}$$



$$C1 p V1 = C1 V_{th1} + \frac{E}{R1 p} - \frac{I}{p}$$

$$V1 = \frac{V_{th1}}{p} + \frac{E}{R1 C1 p^2} - \frac{I}{C1 p^2}$$

$$\text{On a donc: } V1 = V_{th1} + \left(\frac{E}{R1 C1} - \frac{I}{C1} \right) t$$

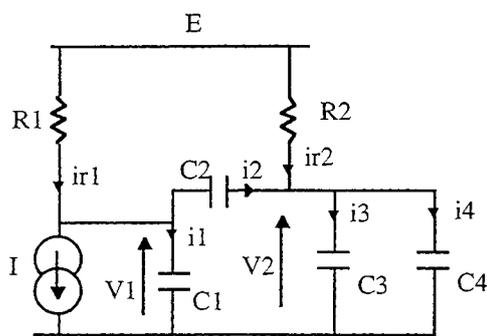
D'où le temps t_1 de la phase: $t_1 = \frac{V_1 - V_{th1}}{\frac{E}{R_1 C_1} - \frac{I}{C_1}}$

Phase 2:

Conditions initiales: $V_1 = 0 \text{ V}$,
 $V_2 = 0 \text{ V}$.

Fin de Phase: $V_1 = V_{th2} = -8 \text{ V}$.

Modèle :



$$i_{r1} = I + i_1 + i_2$$

$$i_{r2} + i_2 = i_3 + i_4$$

$$i_2 = \frac{C_2}{C_1} \cdot i_1 - \frac{C_2}{C_3 + C_4} \cdot (i_{r2} + i_2)$$

$$i_2 = \frac{C_3 + C_4}{C_2 + C_3 + C_4} \cdot \frac{C_2}{C_1} \cdot i_1 - \frac{C_2}{C_2 + C_3 + C_4} \cdot i_{r2}$$

Application numérique:

$$C_1 = C_3 = 25.4 \text{ pF}$$

$$C_2 = C_4 = 7.7 \text{ pF}$$

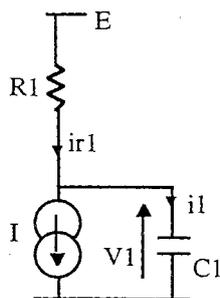
Soit: $i_2 = 0.26 i_1 - 0.2 i_{r2}$

et $i_{r2} > 0$ car $0.7 < V_2 < -8$ et $i_{r2} = \frac{E - V_2}{R_2}$

donc $i_2 \ll i_1$.

On peut donc découpler le modèle.

D'où le modèle simplifié suivant:

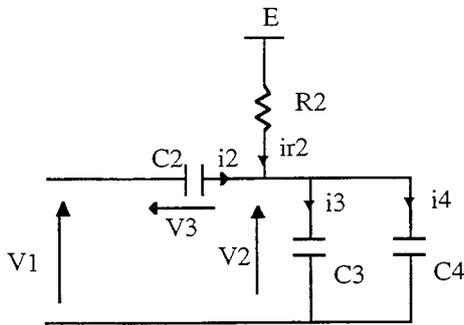


$$\begin{cases} i_{r1} = i_1 + \frac{I}{p} \\ V_1 + R_1 \cdot i_{r1} = \frac{E}{p} \\ i_1 = C_1 \cdot p \cdot V_1 \end{cases}$$

$$V_1 = \frac{E - R_1 \cdot I}{p \cdot (1 + R_1 \cdot C_1 \cdot p)}$$

Soit: $V1 = (E - R1 \cdot I) \cdot (1 - e^{-t/R1 C1})$
 $t2 = R1 \cdot C1 \cdot \ln\left(\frac{R1 I - E}{R1 I - E + v_{th2}}\right)$

Et:



$$\begin{cases} i2 + ir2 = i3 + i4 \\ \frac{E}{p} = V2 + R2 \cdot ir2 \\ V1 = V2 + V3 \\ i2 = C2 \cdot p \cdot V3 \\ i3 + i4 = (C3 + C4) \cdot p \cdot V2 \end{cases}$$

$$V2 = \frac{E}{p \cdot (1 + \tau_{22} p)} + \frac{R2 \cdot C2 \cdot (E - R1 \cdot I)}{(1 + \tau_{21} p) \cdot (1 + \tau_{22} p)}$$

Soit: $V2 = E \cdot (1 - e^{-t/\tau_{22}}) + R2 C2 (E - R1 I) \cdot \frac{e^{-t/\tau_{21}} - e^{-t/\tau_{22}}}{\tau_{22} - \tau_{21}}$

avec: $\tau_{21} = R1 C1$
 $\tau_{22} = R2 (C2 + C3 + C4)$

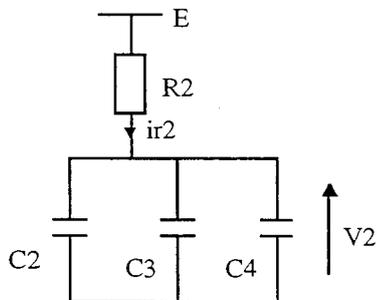
On peut alors calculer:

$$V20 = V2(t2)$$

Phase 3:

Conditions initiales: $V1 = V20$,

Fin de Phase: $V2 = V_{th1} = 0.7 V$.



Modèle :

$$\begin{cases} \frac{E}{p} = V2 + R2 \cdot ir2 \\ ir2 = (C2 + C3 + C4) p V2 - (C2 + C3 + C4) V20 \end{cases}$$

$$V2 = \frac{V20}{p} + \frac{E - V20}{p \cdot (1 + \tau_3 p)}$$

$$\text{avec: } \tau_3 = R2 \cdot (C2 + C3 + C4)$$

$$\text{Soit: } V2 = V20 + (E - V20) \cdot (1 - e^{-t/\tau_3})$$

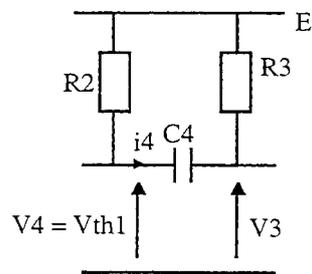
$$\text{Et le temps } t3 \text{ vaut alors: } t3 = \tau_3 \cdot \ln\left(\frac{E - V20}{E - v_{th1}}\right)$$

Phase 4:

$$\text{Conditions initiales: } V3 = E,$$

$$\text{Fin de Phase: } V3 = 0.$$

évolution de V3:



$$\begin{cases} \frac{E}{p} = \frac{V_{th1}}{p} + R2 \cdot i4 \\ i4 = C4 \cdot p \cdot \left(\frac{V_{th1}}{p} - V3\right) - C4 \cdot (V_{th1} - E) \end{cases}$$

$$V3 = -\frac{(E - V_{th1})}{R2 \cdot C4 \cdot p^2} + \frac{E}{p}$$

$$\text{Soit: } V3 = E - \frac{E - V_{th1}}{R2 \cdot C4} \cdot t$$

$$\text{Et l'évolution de V3 s'arrête lorsque } V3 = 0, \text{ c'est à dire lorsque: } t = t_a = \frac{E}{E - V_{th1}} \cdot R2 \cdot C4$$

Soit l'équation modifiée de V3 pour tenir compte de cela:

$$V3m = E - \frac{E - V_{th1}}{\tau_4} \cdot t + \phi(t, t_a) \cdot \left(\frac{E - V_{th1}}{\tau_4} \cdot (t - t_a)\right)$$

$$\text{Avec: } \tau_4 = R2 \cdot C4$$

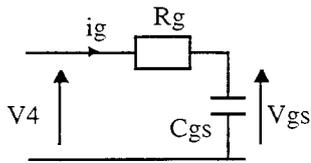
$$\phi(t, t_a) = \begin{cases} 0 & \text{si } t < t_a \\ 1 & \text{si } t \geq t_a \end{cases}$$

$$\text{Donc: } V3m = \frac{E}{p} - \frac{E - V_{th1}}{\tau_4 \cdot p^2} \cdot (1 - e^{-p \cdot t_a})$$

évolution de V4:

Le push-pull est un suiveur, donc: $V4 = V3m$.

évolution de Vgs:



$$\begin{cases} V4 = V_{gs} + R_g \cdot i_g \\ i_g = C_{gs} \cdot p \cdot V_{gs} - C_{gs} \cdot E \end{cases}$$

D'où: $V_{gs} = E + V5(t) - \phi(t, t_a) \cdot V5(t - t_a)$

avec: $V5(t) = -\frac{E - V_{th1}}{\tau_4} \cdot \left(\tau_g \cdot e^{-t/\tau_g} + t - \tau_g \right)$

et: $\tau_g = R_g \cdot C_{gs}$

et: $t5$ est tel que: $V_{gs}(t5) = V_{gsa}$

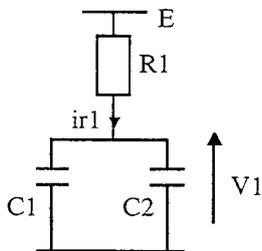
L'obtention du temps $t5$ est faite numériquement par MATHCAD.

Phase 5:

Conditions initiales: $V1 = V_{th2} = -8 \text{ V}$,

Fin de Phase: $V1 = V_{th1} = 0.7 \text{ V}$.

Modèle :



$$\begin{cases} \frac{E}{p} = R1 \cdot i_{r1} + V1 \\ i_{r1} = (C1 + C2) \cdot p \cdot V1 - (C1 + C2) \cdot V_{th2} \end{cases}$$

$$V1 = \frac{V_{th2}}{p} + \frac{(E - V_{th2})}{p \cdot (1 + \tau_5 \cdot p)}$$

avec: $\tau_5 = R1 (C1 + C2)$

Soit: $V1 = V_{th2} + (E - V_{th2}) \cdot \left(1 - e^{-t/\tau_5} \right)$

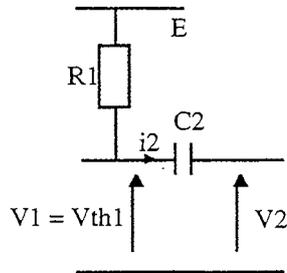
D'où le temps $t5$: $t5 = \tau_5 \cdot \ln\left(\frac{E - V_{th2}}{E - V_{th1}}\right)$

Phase 6:

Conditions initiales: $V_2 = V_{th1}$,

Fin de Phase: $V_2 = 0$.

Modèle :



$$\begin{cases} \frac{E}{p} = R_1 \cdot i_2 + \frac{V_{th1}}{p} \\ i_2 = C_2 \cdot p \cdot \left(\frac{V_{th1}}{p} - V_2 \right) \end{cases}$$

$$V_2 = \frac{V_{th1}}{p} - \frac{E - V_{th1}}{R_1 \cdot C_2 \cdot p^2}$$

D'où l'expression de V_2 : $V_2 = V_{th1} - \frac{E - V_{th1}}{R_1 \cdot C_2} \cdot t$

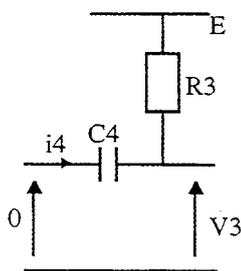
Et le temps t_6 vaut: $t_6 = \frac{V_{th1}}{E - V_{th1}} \cdot R_1 \cdot C_2$

Phase 7:

Conditions initiales: $V_3 = 0$,

Fin de Phase: $V_3 = E$.

évolution de V_3 :



$$\begin{cases} \frac{E}{p} = -R_3 \cdot i_4 + V_3 \\ -i_4 = C_4 \cdot p \cdot V_3 \end{cases}$$

$$V_3 = \frac{E}{p \cdot (1 + \tau_7 \cdot p)}$$

avec: $\tau_7 = R_3 C_4$

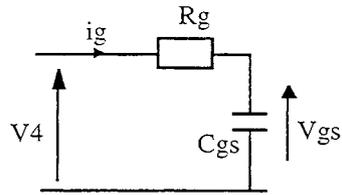
On a donc: $V_3 = E \cdot (1 - e^{-t/\tau_7})$

évolution de V_4 :

$$V_4 = V_3$$

évolution de V_{gs} :

Conditions initiales: $V_{gs} = V_{gsa}$.



$$\begin{cases} V_4 = V_{gs} + R_g \cdot i_g \\ i_g = C_{gs} \cdot p \cdot V_{gs} - C_{gs} \cdot V_{gsa} \end{cases}$$

$$V_{gs} = \frac{V_{gsa}}{p} - \frac{V_{gsa}}{p(1 + \tau_g p)} + \frac{E}{p(1 + \tau_7 p)(1 + \tau_g p)}$$

$$\text{Soit: } V_{gs} = V_{gsa} \cdot e^{-t/\tau_g} + E \cdot \left(1 + \frac{\tau_7 \cdot e^{-t/\tau_7} - \tau_g \cdot e^{-t/\tau_g}}{\tau_g - \tau_7} \right)$$

Influence de l'interaction puissance-commande sur le fonctionnement des convertisseurs d'électronique de puissance : simulation fine, recherche de règles de conception.

L'électronique de puissance a connu un développement important en grande partie grâce à des améliorations technologiques conséquentes sur les composants actifs de puissance mais aussi sur les techniques de câblages. Les performances ainsi acquises en terme de puissance volumique se paient malgré tout par des problèmes de compatibilité électromagnétique apparaissant au sein des convertisseurs statiques. Ces problèmes se traduisent avant tout par une interaction entre la partie puissance et la partie commande du convertisseur. Au lieu de résoudre ces problèmes une fois le prototype effectué, il est souhaitable de les considérer dès la conception.

Le processus de l'interaction puissance-commande est mis en évidence par une décomposition désormais classique: source, chemin et victime. Chacun de ces éléments est ensuite modélisé. Il est ainsi possible d'effectuer une simulation fine des convertisseurs statiques qui intègre les éléments parasites introduits par le caractère non idéal des différents éléments. Si la simulation fine est un objectif important, elle ne permet cependant pas de dégager des règles de conception. En effet, dans le processus de la simulation fine, on part de données technologiques (telles que la géométrie du circuit, le choix des composants actifs...). Ce type de données est mis sous forme de modèles dont le comportement temporel est issu de la simulation.

La méthodologie consiste, à partir d'un critère de bon fonctionnement et en s'appuyant sur la simulation fine, d'obtenir des contraintes sur certains des paramètres des modèles. Ces contraintes constituent en fait des règles de conception qui peuvent être ensuite insérées dans un système expert. Cette méthodologie est ici appliquée pour tenter de résoudre certains problèmes d'interaction puissance-commande dans les convertisseurs statiques. Cette opération est possible par l'élaboration de modèles inversibles donc simplifiés du processus de l'interaction puissance-commande. La recherche de règles de conception selon d'autres critères que l'interaction puissance-commande est aussi envisageable à l'aide de cette méthodologie.

Influence of the power-control interaction on electronic power converter operation : fine simulation, research for design rules.

Power electronics has been increasingly developed because of important technological improvements on power components and connecting technics. The counterpart of this gain in efficiency are electromagnetic compatibility problems induced in power static converters. These problems are interpreted as an interaction between the power circuit and the driver of the converter. Instead of solving these problems after the prototype realization, it is desirable to take them into account from the design phase.

The power-control interaction process is put in obviousness by the common decomposition: source, path and victim. Each of these elements has been modeled. It is then possible to perform a fine simulation of static converters which integrate parasitic components of the technology. The fine simulation is an important aim but it doesn't allow the determination of design rules. Indeed, in the simulation process, the technology (like circuit geometry, choice of components...) is an input parameter in model form which the temporal behaviour comes from simulation.

The methodology consists in obtaining constraints on model parameters from a correct operation criterion and with the help of the fine simulation. These constraints constitute technological design rules which can be inserted in an expert system. This methodology is applied here to solve problems of power-control interaction. This operation is possible with the elaboration of reversible models of the power-control interaction process. The establishment of design rules, according to other criterion than power-control interaction, is possible with the help of this methodology.

mots clés :

électronique de puissance

convertisseurs statiques

compatibilité électromagnétique

interaction puissance-commande

modélisation

simulation

conception