

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
المكتبة — BIBLIOTHEQUE  
Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Electrique  
Filière Electrotechnique

Projet de Fin d'Etudes  
pour l'obtention du diplôme

D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

THEME

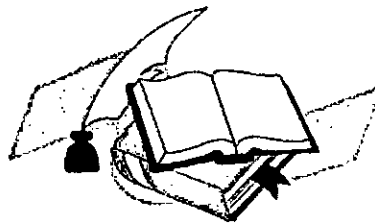
CONTRIBUTION A L'ETUDE DES PERTURBATIONS  
CONDUITES DANS UN HACHEUR A  
COMMUTATION FORCEE HAUTE FREQUENCE

Etudié par :

M<sup>r</sup> : ARROUDJ Mohamed  
M<sup>r</sup> : KHELIF Bessam

Proposé et dirigé par :

M<sup>r</sup> : R. TAHMI



Promotion : Juin 2000

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA  
RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
Ecole Nationale Polytechnique

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات  
BIBLIOTHEQUE — المكتبة  
Ecole Nationale Polytechnique

Département de Génie Electrique  
Filière Electrotechnique

Projet de Fin d'Etudes  
pour l'obtention du diplôme

D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique

THEME

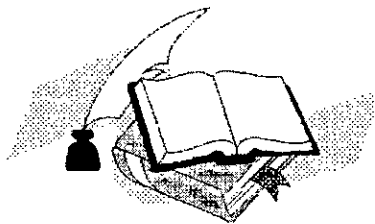
CONTRIBUTION A L'ETUDE DES PERTURBATIONS  
CONDUITES DANS UN HACHEUR A  
COMMUTATION FORCEE HAUTE FREQUENCE

Etudié par :

M<sup>r</sup> : ARROUDJ Mohamed  
M<sup>r</sup> : KHELIF Bessam

Proposé et dirigé par :

M<sup>r</sup> : R. TAHMI



Promotion : Juin 2000



## *Avant-propos*

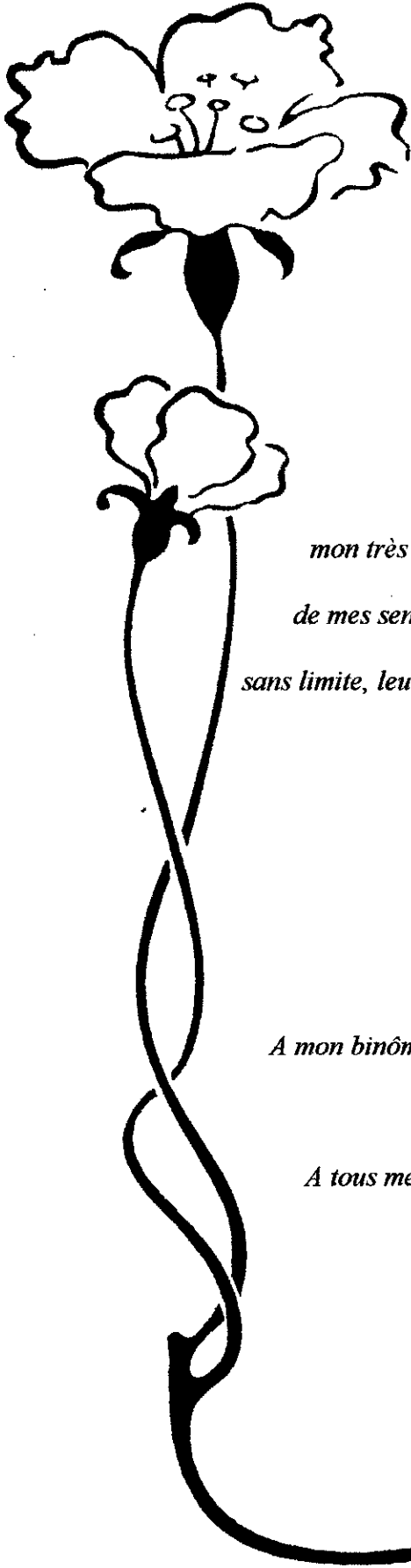
Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire de Machines Electriques, au sein du Département de Génie Electrique de L'école Nationale Polytechnique.

Nous adressons nos sincères remerciements et notre profonde gratitude à notre promoteur, R.Tahmi, pour l'aide qu'il nous a apporté, ses excellents conseils, son attention si aimable et sa grande patience.

Que tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation reçoivent l'expression de notre profonde gratitude.

Nos remerciements vont également à nos confrères et amis de la promotion.

Nous tenons à remercier tous ceux qui nous ont aidé à élaboré ce modeste travail.



## *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail à  
mon très cher père, et ma très chère mère trouvent ici l'expression  
de mes sentiments les plus profonds en témoignage de leur dévouement  
sans limite, leur sacrifice et leur confort moral et psychologique qu'ils m'ont  
assuré tout au long de mes années d'études.*

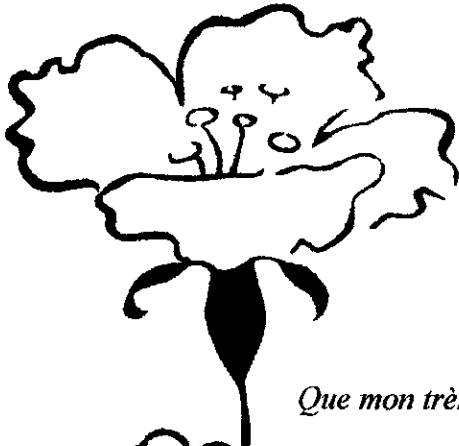
*A mes frères et sœurs.*

*A toute ma famille.*

*A mon binôme Bessam, et mes très cher amis Mohamed, Katim et Raouf,  
A. Bermade et N. Dechemi.*

*A tous mes amis sans exception aussi bien de Bachjarah, Bouraoui  
& de l'ENP.*

*Mohamed*



*Que mon très cher père, et ma très chère mère trouvent ici l'expression de mes sentiments les plus profonds en témoignage de leur dévouement sans limite, leur sacrifice et leur confort moral et psychologique qu'ils m'ont assuré tout au long de mes années d'études.*

*A mes frères et sœurs.*

*A toute ma famille.*

*A mon binôme mohamed et mes très chers amis Baouia, Khalili et Mehanek.*

*A tous mes amis de Sorécal & de l'Enp.*

*A la mémoire de ma tante fatima, je dédie ce modeste travail.*

*Bessam*

# SOMMAIRE

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

---

## *Chapitre I : Présentation de La Compatibilité ElectroMagnétique*

---

I. 1. Introduction .....	3
I. 2. Les sources de perturbations .....	5
I. 3. Les moyens de propagations .....	6
I. 3. 1. Perturbation conduite.....	6
I. 3. 2. Perturbation rayonnée .....	7
a – Champ magnétique .....	7
b – Champ électrique .....	8
I. 4. Les couplages .....	8
I. 4. 1. Couplage par conduction .....	9
a – Couplage par conduction directe .....	9
b – Couplage par impédance commune .....	9
I. 4. 2. Le couplage capacitif carte à châssis .....	10
I. 4. 3. Couplage par diaphonie .....	10
a – Le couplage par diaphonie inductive (ou magnétique) .....	10
b – Le couplage par diaphonie capacitive (ou électrostatique) .....	11
I. 4. 4. Le couplage par champ .....	12
a – Le couplage champ à câble .....	12
b – Le couplage champ à boucle .....	12
I. 5. Schématisation d'un problème d'interférence électromagnétique .....	13
I. 6. La susceptibilité électromagnétique .....	13
I. 7. Norme et réglementation .....	13
I. 8. La CEM en électronique de puissance .....	16
I. 9. Conclusion .....	17
Bibliographie .....	19

---

## *Chapitre II : Eléments Parasites des Composants Actifs et Passifs*

---

II. 1. Introduction.....	20
II. 2. Composants passifs .....	20
II. 2. 1. Le condensateur .....	20
II. 2. 2. L'inductance .....	21
II. 2. 3. La résistance .....	21
II. 3. Composants actifs .....	21
II. 3. 1. Le transistor MOSFET .....	22
II. 3. 2. La diode .....	22
II. 4. Modèle représentatif de la topologie .....	23

II. 4. 1.	Couplage capacitifs dus aux composants de câblage .....	23
a – 1 <sup>er</sup>	Cas .....	23
b – 2 <sup>ème</sup>	Cas .....	24
c – 3 <sup>ème</sup>	Cas .....	24
II. 4. 2.	Couplages capacitifs dus aux composants actifs .....	25
II. 4. 3.	Couplages inductifs dus aux composants de câblage .....	26
a – 1 <sup>er</sup>	Cas .....	26
b – 2 <sup>ème</sup>	Cas .....	27
c – 3 <sup>ème</sup>	Cas .....	27
II. 5.	Synthèse sur les composants parasites .....	28
	Bibliographie .....	29

---

## *Chapitre III : Dimensionnement et Analyse de Fonctionnement* Electrique du Hacheur a Commutation Forcée

---

III. 1.	Objectif d'étude .....	30
III. 2.	Dimensionnement du hacheur à commutation forcée .....	32
III. 3.	Représentation de tout les effets parasites dans le convertisseur .....	33
III. 3. 1.	1 <sup>er</sup> étape : « prise en compte des éléments actifs » .....	33
III. 3. 2.	2 <sup>ème</sup> étape : « prise en compte des éléments passifs » .....	34
III. 3. 3.	3 <sup>ème</sup> étape : « prise en compte de la topologie » .....	36
III. 3. 4.	Résultats de simulation .....	37
III. 4.	Analyse fine de la commutation .....	39
III. 4. 1.	Phase de blocage .....	39
a – Etape 1	.....	39
b – Etape 2	.....	40
c – Etape 3	.....	40
	Synthèse sur les perturbations engendrées .....	41
a – Etape 1	.....	41
b – Etape 2	.....	43
Phase 2a	.....	43
Phase 2b	.....	43
c – Etape 3	.....	43
III. 4. 2.	Phase d'amorçage .....	43
a – Etape 1	.....	43
b – Etape 2	.....	45
	Synthèse sur les perturbations engendrées .....	45
a – Etape 1	.....	45
b – Etape 2	.....	45
III. 5.	Conclusion.....	46
	Bibliographie .....	48



## *Chapitre IV : Etude des Perturbations Conduites dans le Convertisseur D'étude*

IV. 1. Contexte d'évaluation .....	49
IV. 2. Les paramètres influents sur les perturbations .....	51
IV. 3. Mesure des perturbations conduites .....	52
IV. 3. 1. Mesures globales au point nominal.....	52
IV. 3. 2. Influence de la charge $I_0$ .....	53
IV. 3. 3. Influence de la tension d'alimentation E .....	55
IV. 3. 4. Influence de la vitesse de commutation .....	56
IV. 3. 5. Influence de la fréquence de découpage .....	58
IV. 3. 6. Influence des circuits d'assistance sur les perturbations .....	60
IV. 4. Synthèse sur les mesures .....	61
Bibliographie .....	63

## *Chapitre V : Réduction des Perturbations Conduites dans le Convertisseur D'étude*

V. 1. Introduction .....	64
V. 2. Réduction des modes de couplages .....	64
V. 2. 1. Ecran électrostatique .....	64
V. 2. 2. Blindage .....	66
V. 3. Principe de la compensation des courant parasites .....	68
V. 4. filtrage .....	72
V. 5. Conclusion .....	73
Bibliographie .....	74
 Conclusion générale.....	 75
Bibliographie générale .....	77

Handwritten text in a box, possibly a stamp or header, containing illegible characters.

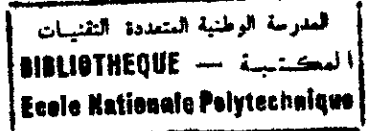
Horizontal line of text, likely a header or separator, with illegible content.

Horizontal line of text, likely a header or separator, with illegible content.

Horizontal line of text, likely a header or separator, with illegible content.

Horizontal line of text, likely a header or separator, with illegible content.

## Introduction générale :



"Pendant les phases de décollage et atterrissage, veuillez éteindre les appareils électroniques tels que lecteurs de CD, ordinateurs, téléphones portables, afin de ne pas interférer avec le matériel de navigation de bord". Tous les passagers des lignes aériennes ont déjà entendu ce message prononcé par l'hôtesse. Qu'elle soit émise intentionnellement ou non, cette énergie électromagnétique se propage par rayonnement ou conduction et l'ensemble constitue l'environnement électromagnétique.

La *compatibilité électromagnétique (CEM)* est la capacité d'un appareil ou d'un système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique sans provoquer lui-même des perturbations électromagnétiques qui seraient inacceptables pour d'autres appareils présents dans ce même environnement. Pour pouvoir décrire quantitativement la CEM, on distingue :

- ☐ L'émissivité électromagnétique (*EMI*) qui indique le pouvoir perturbateur d'un équipement électrique.
- ☐ L'immunité électromagnétique qui indique la capacité à supporter les perturbations. Elle est souvent désignée par le concept inverse, à savoir la susceptibilité électromagnétique (*EMS*).

*Qu'il s'agisse d'émissivité ou d'immunité, on fait, dans chacun des cas, la distinction entre les perturbations conduites et les perturbations rayonnées.*

La description systématique des paramètres importants pour la compatibilité électromagnétique nécessite de définir un modèle. Celui-ci se compose d'une source émettant des perturbations, d'un système de couplage et d'un dissipateur de perturbations.

Les perturbations émises par la source peuvent être soit un champ magnétique, soit un champ électrique. Le couplage peut être galvanique, inductif, capacitif ou électromagnétique. La grandeur perturbatrice a une influence électromagnétique. Cette influence peut se traduire par une perte de qualité, un dysfonctionnement ou une panne (destruction de l'appareil).

La dernière décennie a vu l'utilisation quasi-générale des convertisseurs statiques grâce à leur bon rendement et à la souplesse de commande qu'ils apportent. Cependant, la réduction des perturbations qu'ils occasionnent est une nécessité impérative. La méthode actuellement employée consiste à placer des filtres en entrée et sortie du dispositif et à le blinder. Cette méthode trouve ses limites lorsqu'on augmente la fréquence et la vitesse de commutation des interrupteurs.

Il est préférable de tenter une réduction à la source des perturbations par la compréhension des mécanismes de génération, et les limiter dès la conception par un

Le choix adéquat de structure, fréquence de découpage, de topologie, ... . L'objectif de cette étude se situe dans cette démarche.

Le support de l'étude est constitué par un convertisseur simple "hacheur à commutation forcée". Nous allons tenter de quantifier et caractériser les perturbations conduites par cette cellule haute fréquence (100kHz).

Pour cela, nous présentons dans un premier chapitre les problèmes de compatibilité électromagnétique en générales liés à l'électronique de puissance en particulier. Nous rappelons les principales sources de perturbations, les différents modes de couplage et de propagation.

Un second chapitre présente les méthodes utilisées pour modéliser le comportement électromagnétique du convertisseur statique. Ainsi, les modèles de composants, actifs et passifs, sont définis. Les éléments de câblage sont également modélisés, ce qui permet d'avoir une représentation fidèle du comportement du convertisseur statique.

Le troisième chapitre aborde le dimensionnement et l'analyse électrique du convertisseur, en particulier lors des commutations, phases durant lesquelles apparaissent les perturbations, permettant une première synthèse sur la génération des perturbations conduites.

Le quatrième chapitre collecte les résultats de simulation des perturbations conduites, en fonction des grandeurs de réglage (tension d'alimentation, courant de charge, fréquence, commande des interrupteurs, ...). Ces résultats sont interprétés en temporel et fréquentiel.

Le cinquième chapitre concerne la réduction des perturbations conduites, en proposant des solutions technologiques pour réduire les couplages. Enfin nous introduisons le concept de compensation des perturbations conduites.

*CHAPITRE I*

*PRESENTATION DE LA COMPATIBILITE  
ELECTROMAGNETIQUE*

## *Chapitre I*

### *Présentation de La Compatibilité ElectroMagnétique*

#### I.1. Introduction :

A l'heure actuelle, tous les problèmes de contamination de notre environnement causés par les résidus solides, liquides et gazeux sont bien connus. En effet, nous en avons conscience à travers nos sens. D'une façon comparable, la pollution de notre environnement par l'énergie électromagnétique est en constante augmentation. Les êtres humains, n'ayant pas d'organe de perception de ces phénomènes physiques ne peuvent s'en rendre compte. Les principales victimes sont les systèmes électroniques conçus par l'homme : leur fonctionnement peut être altéré par des perturbations électromagnétiques. Tout ceci se définit par l'expression Compatibilité ElectroMagnétique, plus connue sous le vocable de CEM.

Le début du XX<sup>ème</sup> siècle a vu se développer l'équipement électrique industriel et familial. Bien que très mal connue, l'influence d'un équipement électrique sur un autre faisait son apparition, et avec ce développement intensif de l'électronique, la notion de compatibilité électromagnétique vit le jour.

La *Compatibilité ElectroMagnétique (CEM)* est un concept qui est apparu avec le développement des appareils de radio-transmission au début du siècle (1920). On s'aperçut rapidement que la multiplication des appareils électriques liée à l'activité industrielle et domestique, entraînaient des perturbations de réception de plus en plus importante.

La Compatibilité ElectroMagnétique est la discipline qui étudie les perturbations électromagnétiques (sources, causes, moyens de propagation, effets sur l'environnement, protection, ...).

L'étude de ces perturbations associe tous les disciplines scientifiques et techniques, de l'expert en électronique au chirurgien utilisant les instruments de surveillance de ses patients pendant son intervention.

Une perturbation électromagnétique est un phénomène plus ou moins complexe de par ses causes et ses effets, elle est occasionnée par la source qui induira des tensions ou courants parasites dans la victime.

La principale cause de production des ces perturbations est la variation rapide des tensions ( $dV/dt$ ), des courants ( $dI/dt$ ), des champs magnétiques ( $dH/dt$ ) et des champs électriques ( $dE/dt$ ).

La conséquence la plus importante est l'induction de tensions ou de courants parasites dans les dispositifs sous l'influence de la perturbation. Cette dernière peut avoir un caractère de source de tension, de courant ou d'énergie, selon la nature du phénomène physique qui la produit, comme le montre le tableau suivant [1] :

Type d'équipement	Source de tension	Source de courant	Source d'énergie
Machine tournante	X		
Transformateur	X		
Arc électrique		X	
Coupure de courant dans une self	X		
Décharge de condensateur		X	
Convertisseur statique		X	
Foudre			X
Impulsion nucléaire			X

Les effets perturbateurs de l'électricité ont été détectés dès les premières applications de cette dernière. En effet, les premières perturbations ont été constatées lors de l'utilisation du télégraphe (1850) où on a rencontré des problèmes de diaphonie les deux lignes du dispositif. Plus tard, vers 1910, au début de l'électrification du chemin de fer, les lignes de télécommunications ont été perturbées par les lignes de transport d'énergie : première interaction entre un signal fort et un signal faible.

Les phénomènes perturbateurs se sont accrus, avec le développement rapide des technologies qui utilisent des signaux de plus en plus rapide et avec des niveaux de plus en plus élevés.

Actuellement, la CEM d'un dispositif électrique ou électronique quelconque est définie par son aptitude à fonctionner dans un environnement électromagnétique de façon correcte et satisfaisante sans pour autant perturber, au-delà de certaines limites, ce qui se trouve autour de lui dans ce même environnement.

Pour qu'une *situation* de perturbation électromagnétique se produise, trois éléments doivent être présents :

- ☐ Une source de perturbation électromagnétique.
- ☐ Un moyen de propagation.
- ☐ Un dispositif, électrique ou électronique, perturbé qui se présente comme un récepteur de ces perturbations ou une *victime*.

La vulnérabilité de ce dernier est appelée susceptibilité électromagnétique.

On a pris conscience que s'il existe un récepteur, il existe aussi un émetteur et un chemin qui relie les deux.

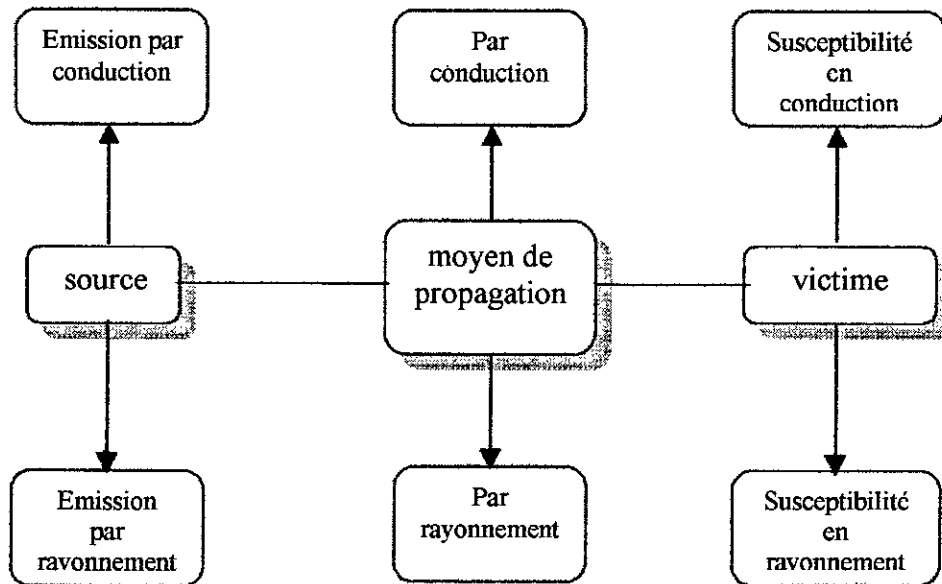


Figure 1.1 : Composantes de la compatibilité électromagnétique

Pour atténuer les niveaux de ces parasites, il faut réduire à la source les niveaux d'émission, interrompre le chemin de propagation ou protéger le récepteur de façon à l'immuniser contre les émissions. La source peut être à la fois émetteur, récepteur et s'autoperturber [2].

## 1.2. Les sources de perturbations :

Depuis 1989, les perturbations électromagnétiques sont officiellement considérées comme une pollution qu'il faut combattre en limitant l'émission et en assurant une immunité minimale aux matériels, équipements et systèmes.

Une source de perturbation électromagnétique est, par définition, un dispositif électrique ou électronique qui, lors de son fonctionnement normal, produit un signal nocif pour les systèmes environnants.

Le terme perturbation est utilisé à la fois pour désigner une situation ou un effet, et également le signal, tension ou courant, qui produit cette situation ou cet effet.

Une perturbation électromagnétique c'est une tension électrique, un courant électrique, un champ magnétique ou un champ électrique, susceptible de perturber le fonctionnement d'un appareil, d'un système, des télécommunications.

L'aspect temporel de la perturbation peut être important ou, brève ou, momentané (coupure de courant dans une self, ouverture d'un contact électrique) ou permanent (convertisseur statique, machine tournante,...).

Les sources perturbatrices sont nombreuses et sont d'origines naturelles ou artificielles, utile ou inutiles.

☐ *Les sources naturelles* : sont essentiellement représentées par les décharges électrostatiques, les bruits cosmiques, et la foudre, qui se traduit par une impulsion électromagnétique intense et très brève.



☒ *Les sources artificielles utiles* : sont les dispositifs dont la fonction principale, sinon la seule, est de rayonner ; ce sont tous les systèmes de communication : émetteurs radio, TV, police, militaires, radar, système de navigation.

☒ *Les sources inutiles* : sont nombreuses et diversifiées : alimentation à découpage, relais, commutateurs, matériel audiovisuel, éclairages fluorescents, allumage des véhicules, soudage à l'arc, machine électrique, fours à induction, les lignes de transport d'énergie, les convertisseurs d'énergie électrique à semi-conducteurs, ...

Il existe aussi une source de perturbations électromagnétiques assez particulière qu'on qualifie de para-naturelle : c'est l'*Impulsion ElectroMagnétique Nucléaire (IEMN)*, qui résulte de l'explosion d'une bombe nucléaire (qui se traduit par une impulsion de forte intensité capable de détruire ou perturber tout système électronique non durci). Elle produit un rayonnement qui, à lui seul, peut engendrer des dégâts très importants. En effet, il a été prouvé (en 1958) qu'une explosion nucléaire dans la haute atmosphère, à 50Km d'altitude (espace neutre) pouvait mettre hors service les réseaux de télécommunications et de télécommandes à l'échelle d'un continent ! Ce qui a créé un vent de panique chez les militaires et les gouvernants des pays qui ont entrepris de nombreuses recherches afin de s'en prémunir [3].

Comme tout signal déterministe, une source de bruit électromagnétique peut être caractérisée soit dans le domaine temporel par sa forme d'onde, soit dans le domaine fréquentiel par son spectre de fréquences. La caractérisation d'une source de bruit électromagnétique sous forme spectrale est intéressante en CEM à plus d'un titre. En effet, connaissant le spectre de fréquences d'une source de bruit, on pourra craindre l'apparition d'une *interférence électromagnétique (IEM)* entre elle et un récepteur de télécommunications, lorsque l'on constatera que la fréquence ou la bande de fréquence que celui-ci sélectionne coïncide avec une fréquence ou une bande de fréquence du spectre de cette source de bruit.

### I.3. Les moyens de propagations :

Les perturbations se propagent en deux modes : le mode conduit et le mode rayonné.

☒ Si la source et la victime sont proches et liées galvaniquement, la perturbation se propage sur un support physique (conducteur, câble, ...). Elle est dite alors conduite.

☒ Si la source et la victime sont éloignées, et n'ont aucune liaison galvanique, la perturbation est transmise par onde électromagnétique.

On parle alors de perturbation rayonnée. Le champ électromagnétique rayonné est composé d'un champ magnétique  $H$  et d'un champ électrique  $E$ .

#### I.3.1. Perturbation conduite :

Lorsque l'on s'intéresse aux perturbations conduites, il est pratique de définir un modèle de liaison électrique entre des *boîtes* (source et victime), le tout référencié à un potentiel fixe (plan de masse).

L'analyse des perturbations conduites est celle des réseaux électriques. Elle nécessite l'utilisation des modèles fins des différentes composantes de ces réseaux. Les phénomènes perturbateurs sont les gradients de tension  $dV/dt$  et de courant  $dI/dt$ . Les signaux parasites sont conduits en mode commun ou en mode différentiel.

En mode commun, où mode asymétrique, les potentiels des fils de liaisons varient en même temps et indépendamment l'un de l'autre. Le courant parasite qui en résulte circule dans tous les conducteurs et revient par la masse.

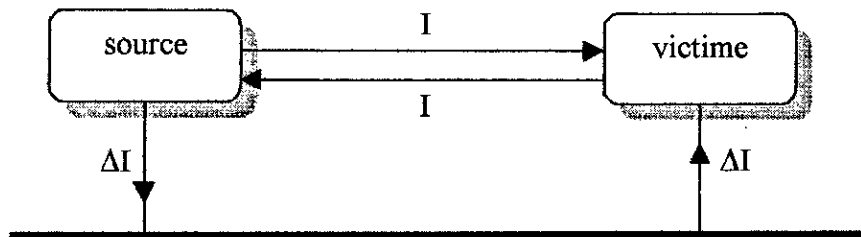


Figure I.2 : Courant parasite de mode commun

En mode différentiel, où mode symétrique, le courant parasite se superpose au courant *utile* et se propage le long des conducteurs de phase. Il se referme en parcourant les liaisons en sens inverse.



Figure I.3 : Courant parasite de mode différentiel

Parfois, du fait de leur longueur, les conducteurs parcourus par des perturbations conduites (courants parasites), se comportent comme des antennes et peuvent ainsi rayonner des champs électriques et magnétiques dans leur environnement [3].

### I.3.2. Perturbation rayonnée :

Les perturbations sont, les gradients du champ magnétique  $H$  ( $dH/dt$ ) et électrique  $E$  ( $dE/dt$ ). Dans ce cas, les perturbations sont rayonnées sous forme de champ magnétique et de champ électrique dans l'espace. Leur intensité dépend de la distance par rapport à la source, de sa nature et la puissance de celle-ci. La quantification et l'étude de ces deux champs sont basées sur les équations de *MAXWEL* [1].

#### a - Champ magnétique :

Le champ magnétique (exprimé en A/m) est produit par un circuit électrique à basse impédance parcouru par un courant  $I$  variable.

Le champ E varie en  $1/r^2$  et H en  $1/r^3$ . A faible distance, r inférieur à  $\lambda \pi/2$ , ce circuit rayonne essentiellement du champ magnétique.

$\lambda$  : longueur d'onde de la source.

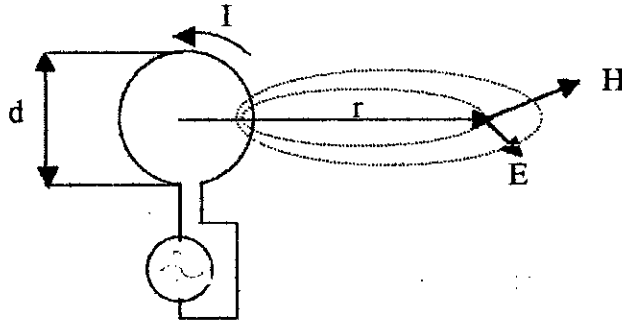


Figure I.4 : Production d'un champ magnétique

#### b - Champ électrique :

Le champ électrique (exprimé en V/m) est produit, lui, par un circuit électrique à haute impédance sur lequel est appliqué une différence de potentiel variable.

Dans ce cas, le champ E varie en  $1/r^3$  et H en  $1/r^2$ . A faible distance, r inférieur à  $\lambda \pi/2$ , ce dipôle rayonne essentiellement du champ électrique.

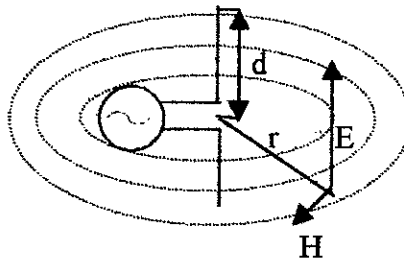


Figure I.5 : Production d'un champ électrique

#### I.4. Les couplages :

Une source perturbatrice serait sans effets sur un système victime, s'il n'y avait un lien entre les deux, ce lien ou mécanisme d'interaction est appelé *couplage*.

Les moyens de couplages sont les organes essentiels dans la transmission des perturbations conduites et rayonnées sur les victimes. Selon les natures du champ et de la victime, il y'a plusieurs types de couplages :

- 📖 Couplage par conduction : il y'a deux modes de couplage :
  - couplage par conduction directe.
  - couplage par impédance commune.
- 📖 Couplage capacitif carte à châssis.
- 📖 Couplage par diaphonie : il y'a deux types de couplages :
  - couplage par diaphonie inductive.
  - couplage par diaphonie capacitive.

- 📖 Couplage par champ : il y'a deux types de couplages :
- couplage champ à câble.
  - couplage champ à boucle.

#### I.4.1. Couplage par conduction :

##### a - Couplage par conduction directe :

Un couplage par conduction directe se produit lorsqu'un conducteur appartenant à un récepteur véhicule un courant électrique qui provient directement d'une source de bruit. Dès lors qu'un courant circule dans un conducteur relié à un récepteur, ce courant trouve toujours un trajet qui lui permet d'y pénétrer. Une fois à l'intérieur, il se répartit en obéissant aux lois classiques de l'analyse des circuits électriques ; de cette manière, ses effets peuvent être calculés.

##### b - Couplage par impédance commune :

Un couplage par impédance commune apparaît lorsque les courants électriques de deux systèmes distincts empruntent un même trajet dont l'impédance ne peut être négligée. La figure I.6, qui représente deux circuits partageant une même portion de conducteur de masse, illustre ce couplage.

A travers l'impédance de ce conducteur commun, le courant de retour d'un circuit provoque une variation de tension qui peut apparaître en totalité dans l'expression du signal de sortie  $V_s$  ou bien se traduire par l'apparition d'un signal de mode commun. Ce type de couplage peut apparaître non seulement dans les connexions de retour à la masse, mais aussi dans le réseau qui distribue l'énergie électrique (alternative ou continue) aux diverses constitutions du système. Le courant qui traverse l'impédance possède des variations  $dI/dt$  importante, le terme inductif de l'impédance est plus important que le terme résistif, ceci est dû aux effets perturbateurs, qui sont très importants.

Ce type de couplage est décrit par la loi d'Ohm :  $U=Z.I$

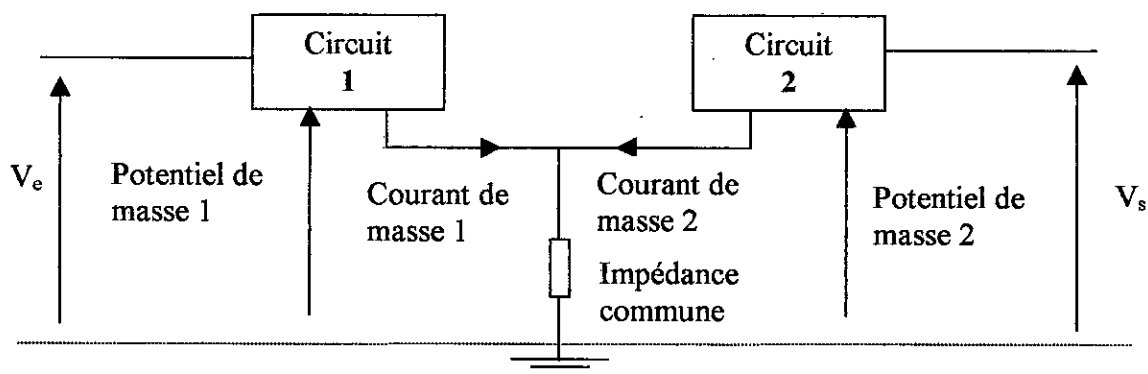


Figure I.6 : Couplage par impédance commune

Pour réduire et/ou éliminer les couplages par impédance commune, il faut, soit diminuer la valeur de l'impédance commune, soit réduire le courant qui la traverse, soit utiliser les deux moyens à la fois [4].

#### I.4.2. Le couplage capacitif carte à châssis :

Lorsqu'une carte électronique a sa référence de potentiel isolée de plan de masse (carte isolée), dès qu'une perturbation de mode arrive, le courant perturbateur, au lieu de se refermer par la masse, ce qui est impossible dans ce cas, ira parasiter tous les éléments qui se trouvent sur cette carte. Par ailleurs, la référence de potentiel de cette dernière changera par rapport à la masse, la différence de potentiel ainsi produite, polluera par capacités parasites les éléments sensibles de la carte.

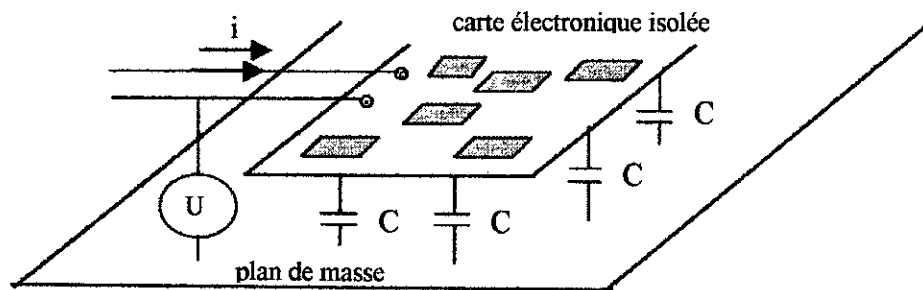


Figure I.7 : Couplage capacitif carte à châssis

Réduire le couplage revient à diminuer les capacités parasites ou réduire les variations brutales de différence de potentiel  $dU/dt$  (fronts d'horloge par exemple) entre la carte et la masse. Autre solution, efficace mais pas toujours possible, consiste à raccorder de façon équipotentielle la référence de potentiel (0V) de la carte au châssis [3].

#### I.4.3. Couplage par diaphonie :

Le terme *diaphonie* (crosstalk dans la terminologie anglo-saxonne) est aussi couramment utilisé pour désigner les couplages dans cette zone.

##### a - Le couplage par diaphonie inductive (ou magnétique) :

Le courant  $I_1$  génère autour de la ligne  $L_1$  un champ magnétique dont une partie va traverser le circuit formé par la ligne  $L_2$  et son retour par le sol (figure I.8). On dit que ce circuit 2 est soumise à un flux magnétique  $\phi_2$ , la relation entre ce flux et le courant  $I_1$  donnée par l'expression (I.1) où  $M_{12}$  est le coefficient d'inductance mutuelle, il dépend de la position relative des lignes et des hauteurs par rapport au sol.

Lorsque  $I_1$ , et par conséquent  $\phi_2$  varient dans le temps, cette variation induit dans la ligne  $L_2$  une force électromagnétique  $e_2$  donnée par l'expression (I.2). C'est le phénomène d'induction de Faraday.

Ce couplage est quantifié par la mutuelle inductance entre le conducteur source et le conducteur victime.

$$\phi_2 = M_{12}.I_1 \quad (I.1)$$

$$e_2 = -M_{12} \cdot \frac{dI_1}{dt} \quad (I.2)$$

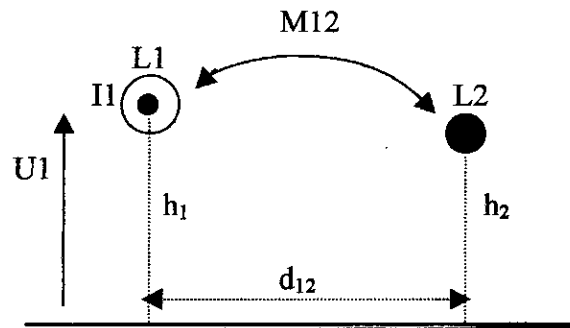


Figure I.8 : Couplage par diaphonie inductif

Remédier à ce problème revient à diminuer la mutuelle inductance ou limiter les variations rapides de courant  $dI/dt$  dans le conducteur source.

**b - Le couplage par diaphonie capacitive (ou électrostatique) :**

Sous l'effet de la tension  $U_1$  (figure I.9), la ligne  $L_1$  sera porteuse de charges électrostatiques  $Q_1$ . De même que le courant génère un champ magnétique, ces charges vont générer un champ électrique qui va, lui aussi influencer la ligne  $L_2$  et créer dans celle-ci des charges  $Q_2$ . De même que précédemment le courant  $I_1$  développait une force électromotrice  $e$ , les charges  $Q_1$ , vont développer dans la ligne  $L_2$  un courant de charge induit  $J$  donné par l'expression (I.3).

Ce couplage est quantifié par une capacité de couplage  $C_{12}$  dite parasite, reliée entre le conducteur source  $L_1$  et le conducteur victime  $L_2$ , décrite par l'expression (I.4).

$$J_2 = \frac{dQ_2}{dt} \quad (I.3)$$

$$J_2 = C_{12} \cdot \frac{dU_1}{dt} \quad (I.4)$$

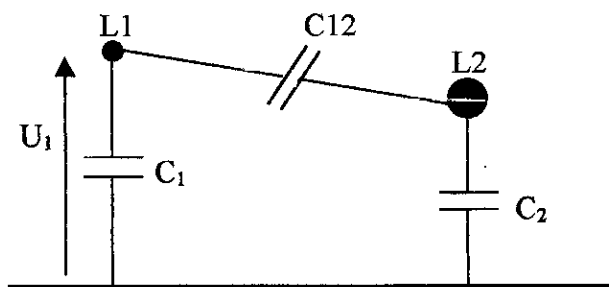


Figure I.9 : Couplage par diaphonie capacitive

Ce phénomène peut être réduit en diminuant la capacité parasite  $C_{12}$  ou en limitant les variations rapides de différence de potentiel  $dU_1/dt$  dans le conducteur source  $L_1$  ou, par la diminution des impédances de charge des liaisons (augmentation du niveau d'immunité de la liaison).

#### I.4.4. Le couplage par champ :

##### a - Le couplage champ à câble :

Un couplage par champ électrique traduit l'existence de lignes de flux d'induction électrique qui partent de la source de perturbation pour aboutir sur le récepteur victime ;

Un champ électrique illuminant un conducteur s'y réfléchit et y génère un courant parasite.

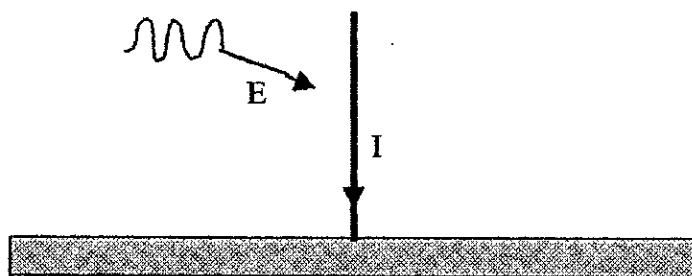


Figure I.10 : Couplage champ à câble

Pour remédier à ce problème, il faut réduire l'effet d'antenne du conducteur victime ou réduire le champ électrique, ou son effet, en utilisant des blindages.

##### b - Le couplage champ à boucle :

Un couplage par champ d'induction magnétique correspond à un récepteur qui est traversé par des lignes de flux d'induction magnétique générées par une source de perturbation ;

Une boucle conductrice soumise à un champ magnétique variable ( $H$ ), est le siège d'une f.e.m induite parasite.

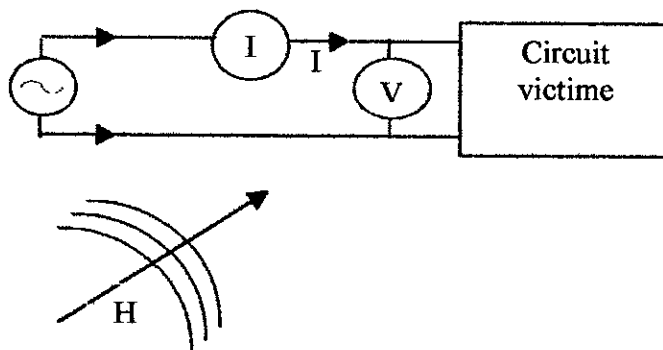


Figure I.11 : Couplage champ à boucle

Ce couplage peut être réduit en limitant la surface de la boucle victime en réduisant la longueur des câbles ou, réduire le champ magnétique coupable.

### I.5. Schématisation d'un problème d'interférence électromagnétique :

Quelle que soit la complexité du système électrique et/ou électronique considéré, toute situation d'interférence électromagnétique (IEM) fait intervenir, ainsi que le représente la figure I.12, trois éléments différents : une source d'émission de parasites, un récepteur et un mécanisme de couplage par lequel la source réagit sur le fonctionnement du récepteur.

Lorsque ces trois éléments ont été identifiés – mais parfois c'est justement là où se situe le cœur du problème – c'est une évidence de dire que, pour résoudre un problème d'IEM, il faut pouvoir agir au niveau de la source pour l'éliminer ou la diminuer, et/ou au niveau du mécanisme de couplage pour le supprimer ou le réduire, et/ou au niveau du récepteur pour le désensibiliser. La meilleure façon de résoudre un problème d'IEM consiste à supprimer la source de bruit. Cela n'est pas toujours possible, notamment dans le cas d'une IEM intersystème où la source de bruit est généralement soit inaccessible, soit éloignée.

Désensibiliser le récepteur est généralement difficile ; cela nécessite le recours à des codes correcteurs d'erreurs.

Il n'y a que dans une IEM intrasystème que le concepteur d'un produit a la possibilité d'agir sur les trois composantes du problème. Le choix d'agir à tel ou tel niveau dépend de la commodité de mise en œuvre de la solution envisagée et/ou de son prix de revient.

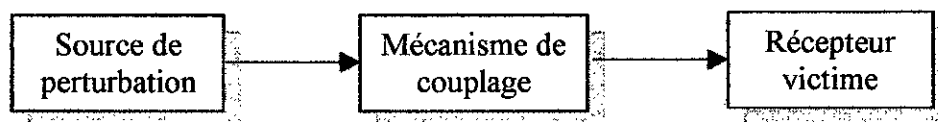


Figure I.12 : Décomposition d'un problème d'interférence électromagnétique

### I.6. La Susceptibilité électromagnétique :

L'importance et la nature de l'effet de la perturbation sur le système *victime* dépendent de la puissance de la source, du type de couplage et de l'amplitude de la victime à résister à la perturbation, c'est à dire sa *susceptibilité* électromagnétique.

Elle caractérise la sensibilité de la victime à la perturbation émise par la source. La sensibilité est définie par le seuil de perturbation qui va provoquer le dysfonctionnement du dispositif, c'est par exemple la marge d'immunité au bruit des circuits numériques. Les normes fixent la susceptibilité d'un équipement dans les domaines temporels et fréquentiels.

### I.7. Normes et réglementation :

Depuis le Boum industriel, caractérisé par une course effrénée vers les nouvelles technologies et une concurrence sauvage, les source de perturbation, et leurs conséquences, se sont multipliées entraînant ainsi de multiples incidents de



dysfonctionnement graves (détérioration de process, perte ou altération d'information, erreurs de calcul, ...), préjudiciables à la bonne marche des entreprises.




Ce contexte a amené, depuis quelques dizaines d'années, les partenaires industriels à développer des concepts et des normes acceptables et respectées par tous.

Le premier organisme qui a œuvré pour la normalisation de la CEM et le Comité International Spécial sur les interférences Radio (CISPR), sous-comité de la Commission Electrotechnique Internationale (CEI).

En Europe, c'est le Comité Européen de Normalisation en Electrotechnique (CENELEC), qui est chargé d'élaborer les directives de normalisation en donnant des références de normes harmonisées entre les pays de la CEE. Dans sa directive 89/336/EEC concernant la CEM, une perturbation électromagnétique est définie comme étant : *Tout phénomène électromagnétique susceptible de dégrader les performances d'un dispositif, unité d'équipement ou système. Une perturbation électromagnétique peut être un bruit électromagnétique, un signal non désiré ou une modification du milieu de propagation lui-même.*

Depuis le 1<sup>er</sup> janvier 1996, tout appareil électrique mis en circulation dans les pays de la communauté européenne doit être en conformité avec les normes CEM, il portera alors le label CE, Certified Europ, qui garantit sa conformité.

Se basant sur les recommandations du CISPR et du CENELEC, chaque pays décrète ses propres réglementations en la matière et en confie l'élaboration et la mise en application à ses propres organismes de normalisation [5] [6].

-  Suisse : Association électrotechnique Suisse, SEV.
-  Allemagne : Association Allemande des Electrotechniques, FTZ/VDE.
-  USA : Commission fédérale des Communications, FCC.

Les exigences des normes établies portent sur trois thèmes :

- Les limitations des perturbations émises.
- Les niveaux d'immunité minimaux.
- Les conditions de mesure.

Les concepteurs de normes s'attachent à réglementer les perturbations rayonnées et conduites des :

- Appareils industriels, scientifiques et médicaux,
- Récepteurs de radiodiffusion sonore, télévisions, appareils associés,
- Appareils électrodynamiques,
- Appareils électriques d'éclairage,
- Appareils de traitement de l'information,
- Courants harmoniques,
- Fluctuations de tension et flickers.

Ils s'occupent aussi de l'immunité aux :


- Décharges électrostatiques,
- Rayonnements,

- Transitoires rapides,
- Ondes de choc,
- Champs radioélectriques,
- Champs magnétiques,
- Creux de tension.

*Les principales normes européennes : sont :*

 *Normes de produits - perturbations conduites et rayonnées :*

- EN 55011 - Appareils industriels, scientifiques et médicaux
- EN 55013 - Récepteurs de radiodiffusion sonore, télévisions, appareils associés
- EN 55014 - Appareils électrodomestiques
- EN 55015 - Appareils électriques d'éclairage
- EN 55022 - Appareils de traitement de l'information.

 *Normes génériques :*

Environnement résidentiel et commercial :

- EN 50081-1 - Perturbations conduites et rayonnées.
- EN 50082-1 - Immunité.

Environnement industriel :

- EN 50081-2 - Perturbations conduites et rayonnées
- EN 50082-2 - Immunité.

 *Immunité :*

- EN 61000-4-2 - aux décharges électrostatiques
- EN 61000-4-3 - aux rayonnements
- EN 61000-4-4 - aux transitoires rapides
- EN 61000-4-5 - aux ondes de choc
- EN 61000-4-6 - aux champs radioélectrique
- EN 61000-4-8/9/10 - aux champs magnétiques
- EN 61000-4-11 - aux creux de tension.

 *Perturbations :*

- EN 61000-3-2 - Emissions de courants harmoniques pour courant appelé < 16A
- EN 61000-3-3 - Fluctuations de tension et flicker pour courant appelé < 16A
- EN 61000-3-5 - Fluctuations de tension et flicker pour courant appelé > 16A
- Laboratoire d'essais CEM

### I.8. La CEM en électronique de puissance :

Depuis quelques années la compatibilité électromagnétique a, *hélas*, rejoint l'électronique de puissance. En effet, l'élévation de puissance et la rapidité de commutation font que les convertisseurs statiques créent des perturbations conduites et rayonnées de plus en plus importantes. Celui-ci apparaissent conduites en mode symétrique et asymétrique, et rayonnées en champ électrique et magnétique.

L'électronique de puissance est le domaine où prolifèrent par excellence d'importants gradients de tension et de courant. Les grandeurs électriques d'usage sont importantes : Jusqu'à quelques kA pour le courant et jusqu'à quelques kV pour la tension, avec des gradients qui vont jusqu'à 1kA/ $\mu$ s. La fréquence des commutations peut atteindre le MHz. Ceci est obtenu grâce au développement de composants de puissance très performants.

La complexité des phénomènes qui entrent en jeu lors de l'étude de la CEM des circuits de l'électronique de puissance impose de développer en parallèle des mesures performantes et significatives et des outils, aussi bien pour la prédiction des perturbations électromagnétiques conduites et rayonnées par ces circuits que pour la prise en compte de la compatibilité électromagnétique au stade de la conception. C'est dans cet axe fondamental que se situent nos recherches.

On peut résumer les perturbations générées et transmises à l'environnement en conversion statique par le tableau suivant :

	Modes de couplage	Origines
Perturbations conduites	Couplage direct ou par impédance commune	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Mode de conversion</li> <li>• Structure</li> <li>• Composants de commutation</li> <li>• Composants parasites</li> </ul>
	Couplages capacitifs ou inductifs	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Conditionnement</li> <li>• Câbles de liaison</li> <li>• Composants magnétiques</li> <li>• Implantation</li> </ul>
Perturbations rayonnées	Ondes électromagnétiques	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Câbles de liaison</li> <li>• Composants magnétiques</li> <li>• Conditionnement de l'équipement</li> </ul>

Tous les couplages possibles en CEM existent dans un circuit de convertisseur statique. Ces couplages peuvent être entre éléments du circuit ou entre le circuit et son environnement. Comme pour les sources, la connaissance de ces couplages est nécessaire pour pouvoir déterminer et contrôler les perturbations dans le circuit, qu'elles soient d'origine interne ou externe. Les composants, la configuration du circuit du convertisseur et la disposition de ses différents éléments définissent ces sources et ces couplages. La modélisation numérique doit tenir compte des différents éléments du circuit, et de son environnement.

Ces contraintes font que les convertisseurs statiques sont très polluants du point de vue CEM. Ils peuvent être à la fois sources de perturbation et victimes. Tout ceci rend ces études assez complexes, étant donné que le convertisseur de puissance se comporte comme un système perturbateur, perturbant l'extérieur et lui-même.

Le diagramme suivant propose une évaluation du domaine fréquentiel de perturbation liée au fonctionnement électrique d'un convertisseur statique :

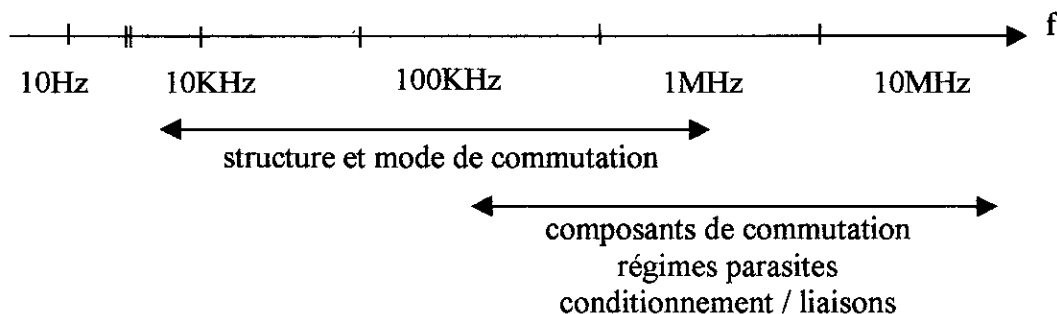


Figure I.13 : Evaluation du domaine fréquentiel

Dans une plage de fréquence allant jusqu'à environ 1MHz, c'est le fonctionnement périodique du convertisseur qui engendre les perturbations. Au de la et jusqu'à quelques 10MHz, ce sont les phénomènes à l'échelle de la commutation qui occasionnent les perturbation. Les divers composants parasites y contribuent, le couplage à l'environnement est lié au conditionnement du convertisseur et à ses liaisons galvaniques [1].

### I.9 Conclusion :

Les développements techniques ont conduit à une situation très complexe, d'où la nécessité d'introduire la notion de Compatibilité Electromagnétique, définie par le Comité 77 de la CEI comme étant « *l'aptitude d'un appareil, équipement ou système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement* ».

Si l'association des termes *compatibilité et électromagnétique* est relativement récente, il n'en est pas de même des problèmes et concepts que cette dénomination recouvre. Ceux-ci concernent en effet les difficultés de fonctionnement des dispositifs d'électroniques de puissance, et les convertisseurs statiques en particulier, dues à des phénomènes électriques ou magnétiques, conduits ou rayonnés, et leurs corollaires, c'est-à-dire les attentes des usagers concernant leur élimination, et les possibilités technico-économiques permettant d'assurer, soit cette élimination, soit à tout le moins une atténuation notable.

Assurer la compatibilité électromagnétique entre équipements revient en fait à limiter les phénomènes perturbateurs à la source à une valeur raisonnable, et à doter les

appareils, les équipements et les systèmes d'un degré d'immunité raisonnable, par construction et en prenant pour leur installation des précautions convenables.

Il est bien évident que les phénomènes électriques et magnétiques perturbateurs, étant de nature physique, ont commencé à être perçus dès les premières utilisations industrielles et domestiques de l'électricité, correspondant approximativement au début du siècle.

L'amélioration constante de leurs performances ne fait qu'amplifier cet état de fait. L'étude de ces différents types de source de perturbation, et ces modes de couplage nous permettent de mieux comprendre les différents phénomènes mis en jeu.

On voit donc, que les problèmes de CEM se rencontrent partout. Il faut *penser CEM* lors de la conception de tout système ou appareil électrique ou électronique. Il est plus que temps d'appliquer l'adage suivant : *mieux vaut prévenir que guérir* ; Peut-on parler d'*écologie électromagnétique* ?

**Bibliographie :**

- [1] F. COSTA, « Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence », Thèse de doctorat de l'université de PARIS-SUD ORSAY, avril 1992.
- [2] A. PUZO, « Contribution à l'étude des perturbations rayonnées dans les convertisseurs statiques haute fréquence », Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, juin 1992.
- [3] A. CHROY, « Parasites et Perturbations des Electroniques », Edition Dunod.
- [4] F. CHAUVET, « Compatibilité Electromagnétique », Technique de l'Ingénieur, D1 900-E3 750.
- [5] La DIRECTIVE 89/336/CEE.
- [6] Les Principales Normes EUROPEENNES.

*CHAPITRE II*

*ELEMENTS PARASITES DES COMPOSANTS  
ACTIFS ET PASSIFS*

## **Chapitre II**

### **Éléments Parasites des Composants Actifs et Passifs**

#### **II.1. Introduction :**

Ce chapitre aborde l'aspect «*éléments parasites circuits*» qui interviennent négativement dans le fonctionnement électrique du convertisseur, il concerne les composants passifs et actifs.

Les composants passifs et actifs, essentiellement utilisés dans les structures de convertisseurs statiques, modifient le fonctionnement électrique supposé idéal de ce dernier. On est alors amené à définir des modèles équivalents associant des éléments parasites à la fonction principale.

Dans l'objectif de simulation fine du comportement électrique des convertisseurs statiques, il sera donc nécessaire d'affiner ces modèles et de les quantifier [1].

La caractérisation des sources de perturbations conduites ou rayonnées dans un convertisseur implique la bonne connaissance de l'évolution de ses grandeurs électriques, d'où la nécessité de caractériser les composants parasites, mais aussi de déterminer le couplage de ces grandeurs avec l'environnement du convertisseur [2].

Ce phénomène est de nature répartie, on peut cependant localiser certains points de la structure qui auront une plus forte contribution, notamment pour les bruits conduits. Il est possible, avec cette hypothèse, de construire un schéma équivalent de couplage des parasites en mode commun ou symétrique impliquant des éléments localisés, capacitifs ou inductifs.

Donc, le but de notre démarche est d'établir des schémas électriques équivalents des composants passifs et actifs les plus fins possibles afin d'entamer une étude comportementale du fonctionnement du convertisseur, le plus fidèle possible à la réalité. Pour ce faire, il suffit de leur associer les éléments parasites les plus significatifs, pouvant retranscrire aux mieux les grandeurs électriques qui en découlent.

#### **II.2. Composants passifs :**

Les composants passifs de type condensateur, inductance et résistance sont modélisés à base d'éléments R, L et C linéaires afin de tenir compte de l'imperfection de leurs impédances. Dans cette partie, nous rappelons brièvement ces modèles bien connus [3] :

##### **II.2.1. Le condensateur :**

Un modèle simplifié couramment utilisé pour décrire le fonctionnement du condensateur est le suivant :





Figure II.1 : Modèle du condensateur

$C$  : capacité nominale du condensateur.

$L_s$  : inductance de bobinage et des connexions.

$R_s$  : résistance série équivalente des armatures et des connexions.

### II.2.2. L'inductance :

La figure ci-dessous représente le modèle comportemental utilisé pour décrire le fonctionnement réel de l'inductance.

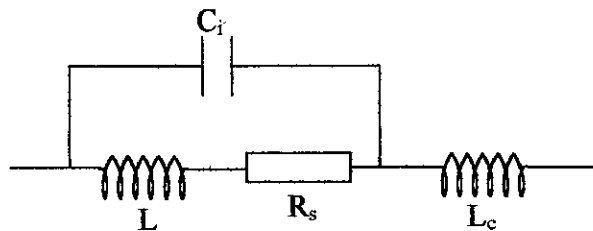


Figure II.2 : Modèle de l'inductance

$L$  : inductance nominale du composant.

$R_s$  : résistance série.

$L_c$  : inductance des connexions.

$C_i$  : capacité interspires.

### II.2.3. La résistance :

Une résistance classique à couche de carbone ou bobinée peut être simplement modélisée de la manière suivante :

$R$  : valeur nominale de la résistance.

$L_c$  : inductance des connexions.

$C_p$  : capacité parasite.

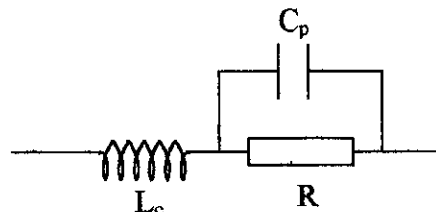


Figure II.3 : Modèle de la résistance

### II.3. Composants actifs :

Si le modèle simplifié des composants actifs tels que les diodes et les transistors, constitué par une résistance faible à l'état passant et grande au blocage, est suffisant pour décrire l'évolution électrique des grandeurs à l'échelle de la période, il est

totalemment inadapté à l'échelle des transitions ; elles sont en effet, à l'origine de transitoires électriques très rapides qui vont générer des perturbations à large bande spectrale au sein du convertisseur. Leur description analytique implique alors des modèles d'interrupteurs plus fidèles à la réalité, et par conséquent plus complexes.

### II.3.1. Le transistor MOSFET :

Nous employons actuellement des transistors MOSFET et proposons, pour le circuit de puissance, le modèle représenté ci-dessous (figure II.4) inspiré de travaux réalisés au L.E.E.I de Toulouse [2].

Le modèle proposé ne traduit pas les phénomènes physiques intervenant au sein du composant mais son comportement électrique. Il est bâti autour d'un générateur de courant non linéaire (présence de la diode  $D$ ) piloté par la grandeur de commande et auquel on associe un condensateur parasite  $C_k$  et des inductances de câblages  $l_k$ . Le schéma peut être complété en entrée par  $C_{gs}$  et  $C_{gd}$  pour simuler et quantifier les perturbations introduites par le circuit de puissance sur la commande. La limite de ce modèle réside dans le fait que les capacités conservent des valeurs fixes.

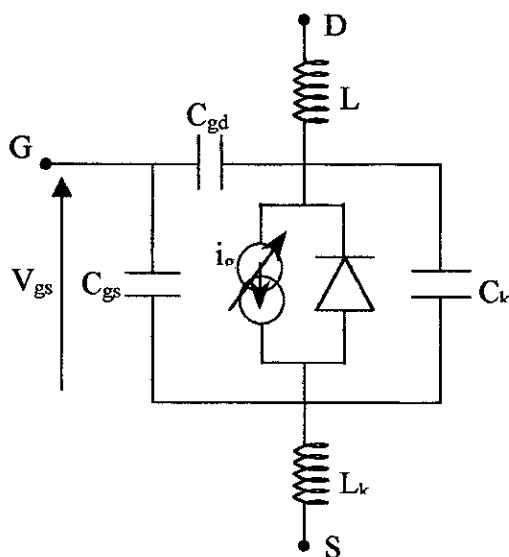


Figure II.4 : Schéma équivalent d'un transistor MOSFET

### II.3.2. La diode :

Ce modèle est développé au LEEI de Toulouse, il permet de bien représenter le comportement de la diode au blocage : courant de recouvrement et sa remontée progressive (soft ) ou rapide (snap off ) [4].

Le principe de ce modèle consiste à faire débiter une source de courant  $I$  proportionnellement à la dérivée négative du courant circulant dans l'anode fictive du modèle. Le capteur qui réalise cette fonction est le circuit  $L_1R_1$ ; sa constante de temps  $T_1=L_1/R_1$  doit être plus petite que le temps de recouvrement de la diode, de façon à ne pas influencer l'évaluation du courant qui la traverse. La source de tension  $E$  symbolise

la tension de seuil de la diode et le condensateur  $C_t$ , la capacité de transition. Le schéma équivalent de la diode est décrit dans la figure ci dessous :

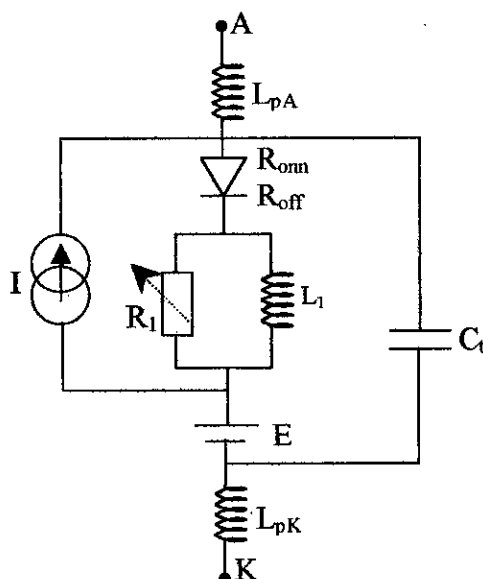


Figure II.5 : Modèle de la diode

#### II.4. Modèle représentatif de la topologie :

##### II.4.1. Couplages capacitifs dus aux composants de câblage :

Cet aspect, est lié aux bruits de mode commun ayant pour origine les potentiels variables associés aux couplages capacitifs. Ceux-ci sont multiples et concernent les composants actifs fixés sur le châssis, certains composants passifs, et le câblage. Les niveaux de bruit transmis dans ce mode dépendent fortement de ces couplages, leur modélisation est donc nécessaire.

Un conducteur, soumis à un potentiel variable par rapport à la terre, est parcouru par un courant de déplacement vers la terre ou le châssis de l'équipement. Ce phénomène est modélisable par une capacité entre le conducteur et le potentiel fixe et sa valeur dépend des caractéristiques géométriques du conducteur (fil rond ou piste de circuit imprimé) et de sa topologie par rapport au potentiel de référence.

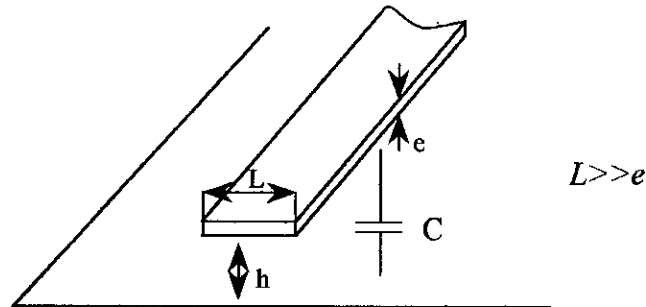
Il est possible de donner les expressions analytiques de cette capacité dans quelques cas bien identifiés. Dans le cas des conducteurs rectangulaires, nous utiliserons les résultats de la théorie des lignes à micro-ruban [5] ; Les résultats sont donnés par unité de longueur.

##### a - I<sup>r</sup> Cas :

Piste de circuit imprimé au-dessus d'un plan de masse : deux cas sont à distinguer selon le rapport largeur  $L$  / hauteur  $h$  de la piste au-dessus du plan de masse [6] :

$$L/h \leq 1 \Rightarrow C = \frac{2\pi \cdot \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln\left(\frac{8h}{L} + \frac{L}{4h}\right)} \quad (II.1)$$

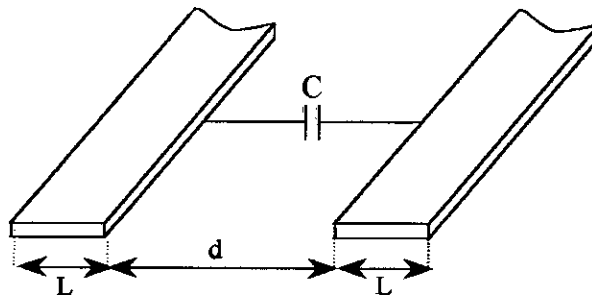
$$L/h \geq 1 \Rightarrow C = \epsilon_0 \epsilon_r \cdot \left(\frac{L}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln\left(\frac{L}{h} + 1,444\right)\right) \quad (II.2)$$



**b - 2<sup>me</sup> Cas :**

Pistes coplanaires de circuit imprimé, de largeur L, séparées d'une distance d sans plan de masse.

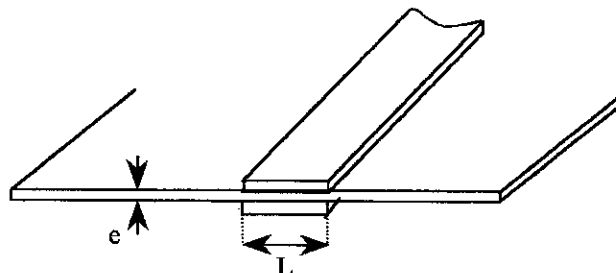
$$C = \frac{\pi \cdot \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln\left(\frac{\pi \cdot d}{L}\right)} \quad \text{pour } d \geq L \quad (II.3)$$



**c - 3<sup>me</sup> Cas :**

Pistes de largeur L séparées d'une distance e (circuit double face), on retrouve l'expression d'un condensateur plan :

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \cdot \frac{L}{e} \quad \text{pour } L \gg e \quad (II.4)$$



#### II.4.2. Couplages capacitifs dus aux composants actifs :

Les composants actifs, diode et transistor, source de pertes, sont généralement montés isolés sur un dissipateur, lui même relié au châssis et éventuellement à la terre. Ces composants sont soumis à des potentiels variables et présentent une capacité vis à vis du châssis, contribuant ainsi à la circulation de courants parasites de mode commun.

Le cas des interrupteurs est relativement simple dans la mesure où la capacité de couplage est constituée par le silicium, siège de la tension variable, l'isolant, interne au composant ou rajouté, et le radiateur qui constitue la seconde armature.

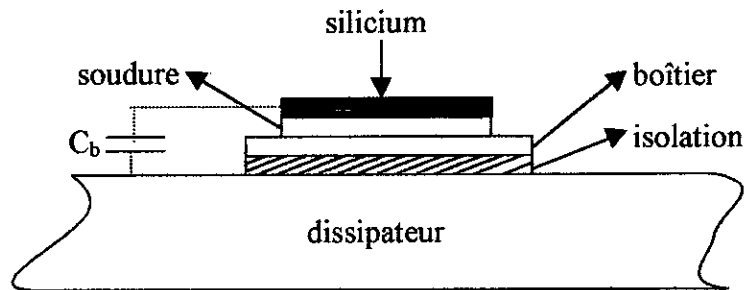


Figure II.6 : Capacité parasite d'un interrupteur

L'ordre de grandeur de ces capacités est compris entre 10 et 100pF [2].

La méthode de détermination consiste à créer une résonance entre une inductance calibrée et la capacité mesurée. On peut donc théoriquement constituer un schéma équivalent de couplage capacitif vis à vis de chacune des électrodes du composant.

Dans le cas des transistors et quelque soit la technologie, les capacités internes, beaucoup plus grandes que celles de couplage, interdisent de pouvoir les séparer. L'expérience montre que l'on trouve la même valeur de capacité quelque soit l'électrode considérée. On définira donc une capacité unique qui sera localisée sur l'électrode présentant le potentiel variable[2].

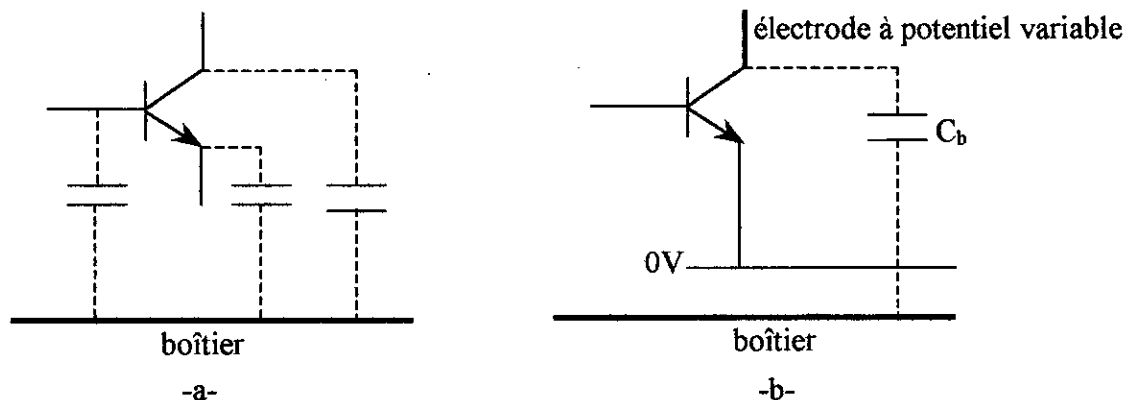


Figure II.7 : Schéma équivalent de couplage

Le cas des diodes est différent, notamment pour les composants de haute tension (supérieure à 400V) qui présentent une couche de blocage épaisse et une capacité de transition de même ordre de grandeur que celle de couplage (gamme 20-200pF).

La cathode est la couche déposée sur le boîtier et constitue donc la capacité parasite la plus grande.

Chaque électrode présente une capacité de couplage différente, cette distinction est nécessaire selon l'état de la diode. Si on la suppose passante et soumise à un potentiel variable, elle présente une capacité  $C_p=C_1+C_2$ . Si elle est bloquée, la cathode étant portée à un potentiel fixe par rapport au châssis  $C_p=C_1$  ; si c'est le cas de l'anode,  $C_p=C_2$ .

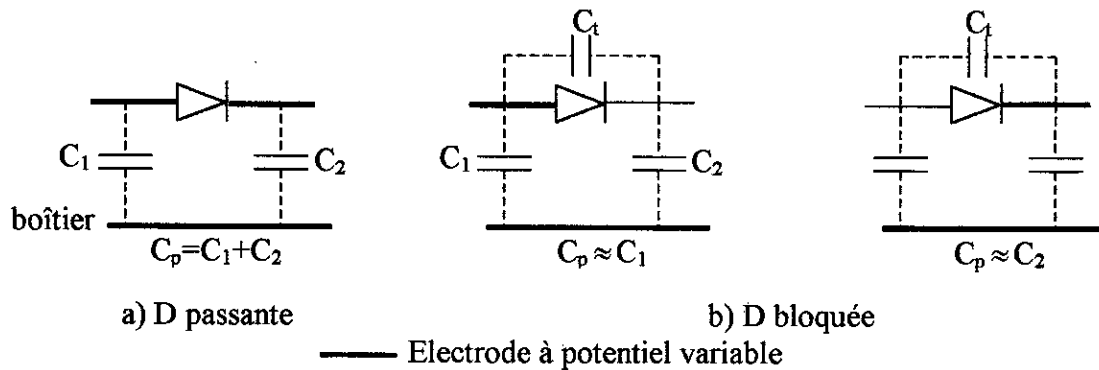


Figure II.8 : Capacité parasite selon l'état de la diode

#### II.4. Couplages inductifs dus aux composants de câblage :

Le câblage réalise l'interconnexion des divers composants actifs et passifs et les liaisons en entrée et en sortie du convertisseur, il est constitué de câbles cylindriques et de pistes de circuits imprimés, Une liaison est modélisée par une résistance  $r$  et une inductance  $l$ . Si la valeur de  $r$  est facilement calculable en considérant sa longueur et sa section, celle de  $l$  dépend fortement de sa topologie et elle n'est calculable que pour quelques cas simples. Dans les autres cas il faut recourir à un logiciel de CAO par éléments finis tridimensionnel en introduisant la topologie exacte du câblage.

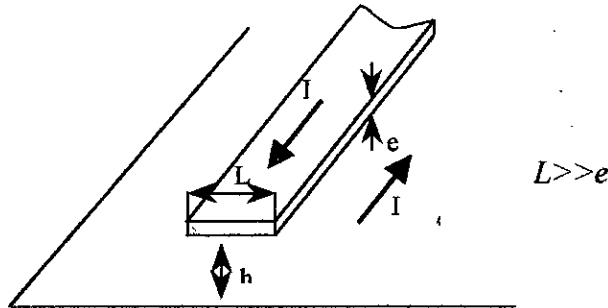
Les valeurs proposées concernant les configurations de circuit imprimé sont issus de la théorie de lignes micro-ruban et supposent une propagation en mode transverse électromagnétique, c'est à dire que les champs  $E$  et  $H$  sont orthogonaux et se propagent en phase dans le sens de la ligne [5] [6].

a -  $F'$  Cas :

Piste de circuit imprimé au-dessus d'un plan de masse : deux cas sont à distinguer selon le rapport largeur  $L$  / hauteur  $h$  de la piste au-dessus du plan de masse :

$$L/h \leq 1 \Rightarrow l = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{8h}{L} + \frac{L}{4h}\right) \quad (II.5)$$

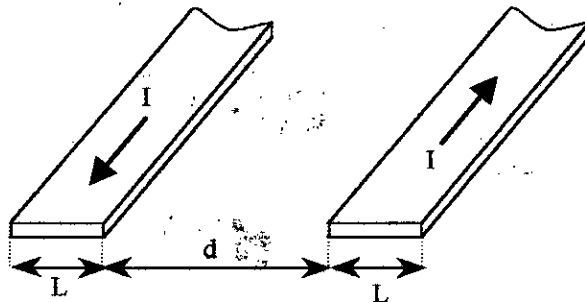
$$L/h \geq 1 \Rightarrow l = \frac{\mu_0}{\frac{L}{d} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln\left(\frac{L}{d} + 1,444\right)} \quad (II.6)$$



**b - 2<sup>me</sup> Cas :**

Pistes coplanaires de circuit imprimé, de largeur L, séparées d'une distance d sans plan de masse, parcourues en sens opposés par le courant :

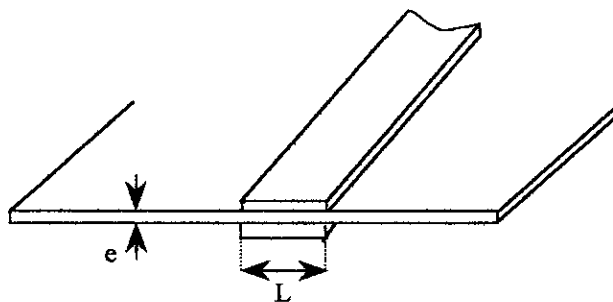
$$l = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(\frac{\pi \cdot d}{L}\right) \quad \text{pour } d \geq L \quad (II.7)$$



**c - 3<sup>me</sup> Cas :**

Pistes de largeur L séparées d'une distance e (type double face), parcourue par le courant :

$$l = \mu_0 \cdot \frac{e}{L} \quad \text{pour } L \gg e \quad (II.8)$$



## II.5. Synthèse sur les composants parasites :

Nous avons pu mettre en évidence deux types principaux de composants parasites : ceux intervenant au sein de la structure, qualifiés de composants parasites électriques et ceux permettant le couplage de mode commun, de nature essentiellement capacitive.

Dans la première catégorie, les composants parasites sont inductifs (câblage, connexions, ...) et capacitifs (composants actifs) ; ils modifient le fonctionnement idéalisé du convertisseur en créant des régimes parasites couplés dans les deux modes de propagation (commun et symétrique).

Dans la seconde catégorie, les effets capacitifs prédominent (capacité de boîtier de semi-conducteur, de câblage, ...) ; les régimes électriques créés par le convertisseur sont couplés en régimes complexes de mode commun par ces composants.

La nature répartie des composants parasites peut constituer une difficulté pour la modélisation ; cependant il est possible de les localiser aux endroits «sensibles» tant en ce qui concerne le fonctionnement électrique que le couplage.

La méthodologie suivante peut être appliquée pour établir un schéma électrique de simulation :

📖 Localiser les différentes branches de commutation, chacune possédant une inductance parasite que l'on peut évaluer ou calculer en faisant intervenir les considérations topologiques.

📖 Localiser les nœuds à potentiel variable et déterminer les capacités équivalentes de couplage vis à vis de différents points de mode commun en considérant ici aussi l'environnement topologique du convertisseur.

📖 Compléter le schéma électrique de propagation des courants de mode commun en ajoutant les impédances de liaison et de fermeture entre les différents points de mode commun.



**Bibliographie :**

- [1] F. OMS, «Simulation numérique des convertisseurs statiques, prise en compte des modèles fins de composants dans le logiciel SCRIPT», Thèse de doctorat de l'université de Toulouse.
- [2] F. COSTA, «Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence», Thèse de doctorat de l'université de PARIS-SUD ORSAY, avril 1992.
- [3] L.HUMBERT, «Influence du vieillissement des composants constituant une cellule de commutation sur sa signature électromagnétique», Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, avril 1999.
- [4] A. PUZO, «Contribution à l'étude des perturbations rayonnées par les convertisseur H.F», Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, juin 1992.
- [5] J. DE NEEF, «Les lignes micro-ruban», Electronique application n° 10/11/12.
- [6] F. GARDIOL, «Traité d'hyperfréquences», éditions Dunod.

## *CHAPITRE III*

# *DIMENSIONNEMENT ET ANALYSE DE FONCTIONNEMENT ELECTRIQUE DU HACHEUR A COMMUTATION FORCEE*

### Chapitre III

#### Dimensionnement et Analyse de Fonctionnement Electrique du Hacheur a Commutation Forcée

##### III.1. Objectif d'étude :

Comme on l'a vu jusqu'ici, les perturbations conduites dépendent du fonctionnement électrique du convertisseur et des couplages multiples qu'il possède vis à vis de l'environnement. La simulation de ces perturbations doit donc amener à l'établissement de deux modèles : un modèle «circuit» qui permette la simulation aussi fine que possible du fonctionnement électrique, et un modèle «couplages» qui définit les impédances de couplages et de mesure des bruits [1]. Ces deux modèles sont élaborés en introduisant les divers éléments parasites des composants passifs et actifs, du câblage et de couplage (chapitre composants parasites).

Afin de montrer ces phénomènes de génération de parasites, le choix est porté sur une structure de hacheur série à commutation forcée. Cette structure est simple et se trouve dans bon nombre de convertisseurs d'électronique de puissance, ce qui permet une étude plus aisée que sur un convertisseur complexe et donne ainsi une bonne vision des problèmes [1] [2].

Il est évident que la méthode d'investigation pourra être appliquée à d'autres types de convertisseurs.

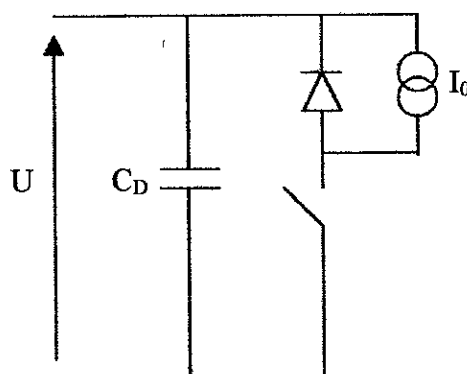


Figure III.1 : Convertisseur d'étude

L'évaluation des bruits propres du convertisseur nécessite de le préserver de toute influence extérieure.

Le convertisseur ainsi que sa commande est alimenté par batteries et les ordres de commutation sont transmis par fibre optique, les perturbations couplées par le réseau seront ainsi supprimées. Le montage est disposé au-dessus d'un plan de cuivre relié à la terre, servant de référence de potentiel.

Lorsque l'on relie le dissipateur faisant office de châssis à la plaque, la terre est la référence de potentiel, la mesure prend en compte le rayonnement du convertisseur et de ses liaisons dans tout l'environnement ; sans connexion, c'est le châssis qui est considéré comme référence et seuls les couplages à son vis à vis sont pris en compte.

Nous avons choisi d'évaluer les bruits du seul convertisseur, c'est pourquoi la maquette est isolé au dessus du plan de cuivre et que les conducteurs de liaison à la charge sont blindés pour minimiser la capacité de couplage.

Notre convertisseur possède des circuits d'aide à la commutation ; ces dispositifs sont indissociables de la fonction interrupteur dans la gamme de fonctionnement (100V – 10A – 1kW).

#### *Présentation du logiciel de simulation [3] :*

PSpice est un membre de la « famille » des simulateurs de circuits SPICE qui dérivent tous du simulateur SPICE2 développé à l'université de Californie à Berkeley au milieu des années 70, ce dernier est issu du programme initial SPICE lui-même provenant d'un autre simulateur appelé CANCER développé au début des années 70.

PSpice®, de MicroSim corporation, est l'un des nombreux dérivés commerciaux du SPICE de l'université de Berkeley pour la simulation des circuits analogiques.

Un logiciel de simulation orienté CEM doit prendre en compte deux types de modèles de composant :

☞ Un modèle circuit qui permet une représentation des composants actifs et passifs constituant le convertisseur de puissance ; ces modèles sont élaborés à partir de schémas électriques équivalents, constitués d'un ensemble d'éléments dipolaire qui représentent leurs comportements physiques.

☞ Un modèle topologique qui tient compte de toute les imperfection de câblage et de couplage du circuit imprimé et l'environnement proche du convertisseur.

A partir de ces modèles, nous construisons le schéma électrique prenant note de toute les éléments parasites décrits au chapitre II .

### III.2. Dimensionnement du hacheur à commutation forcée :

La figure ci-dessous représente la structure du convertisseur.

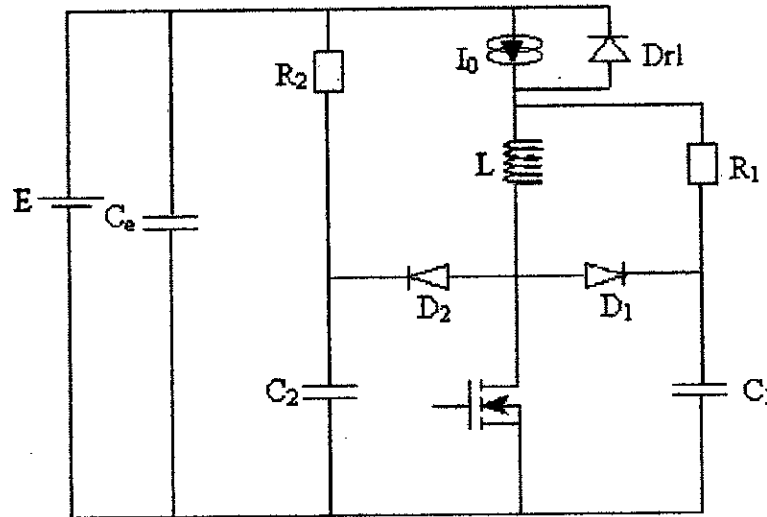


Figure III.2 : Schéma du hacheur à commutation forcée

La maquette d'étude (figure III.3) est élaboré pour fonctionner dans la gamme de fréquence 20kHz-100kHz avec un rapport cyclique variable, la vitesse de commutation de l'interrupteur de puissance est réglable, ainsi que les gradients de tension et de courant (connexion ou non des circuits d'assistance).

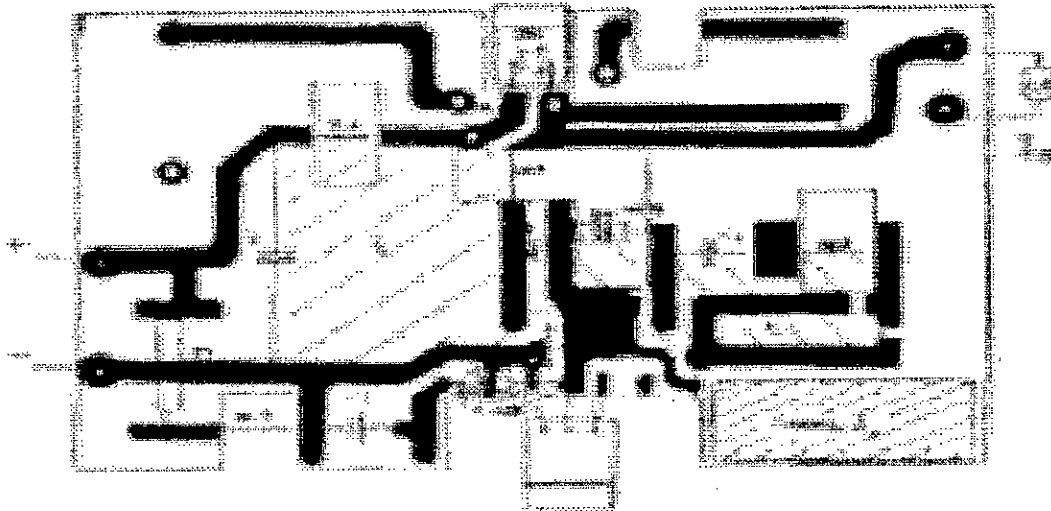


Figure III.3 : Topologie du hacheur à commutation forcée

Le dimensionnement de ce convertisseur se limite à celui des circuits d'assistance. Les paramètres du fonctionnement du convertisseur sont de 100V-10A (1kW), pour une fréquence de découpage de 100kHz et un rapport cyclique de 1/2.

Le circuit limitant la variation temporelle du courant drain du transistor ( $dI_{ds}/dt$ ) du courant lors de la fermeture est dimensionné par la valeur de l'inductance L. Pour un  $(dI_{ds}/dt)_M = 82A/s$  et  $E=100V$  nous avons :  $L=1,2245 \mu H$ .

Le gradient de tension au blocage ( $dV_{ds}/dt$ ) est fixé par la valeur du condensateur  $C_1$ . Pour un  $(dV_{ds}/dt)_M = 1kV/s$  et un courant  $I_0=10A$  on obtient  $C_1=10nF$ .

La résistance  $R_1$  de réinitialisation de ces deux CALC est commune, elle a été dimensionnée de manière à limiter le courant de décharge du condensateur  $C_1$ .

La décroissance du courant dans L lors du blocage de l'interrupteur produit une surtension aux bornes de ce dernier, nécessitant l'utilisation d'un circuit écrêteur  $D_2 R_2 C_2$ . L'évaluation de l'énergie résiduelle dans L lors de l'ouverture de l'interrupteur permet de dimensionner la résistance  $R_2$ .

$$\frac{1}{2}L.(I_{dsM})^2 \cdot f = \frac{(V_{dsM} - E)^2}{R_2} \quad \text{avec : } R_2.C_2 \gg T_0. \quad (T_0 : \text{période de découpage}).$$

pour un dépassement de tension  $\Delta E = (V_{dsM} - E)/E = 17\%$  et  $I_{dsM} = 10A$ , on en déduit  $R_2 = 47\Omega$  et  $C_2 = 141nF$ .

### III.3. Représentation des effets parasites dans le convertisseur :

L'objectif est d'utiliser les méthodes de simulation et les différents modèles vus précédemment pour observer le comportement électromagnétique du convertisseur statique (perturbations conduites). Pour cela, nous mettons en place une méthodologie précise de modélisation à l'aide du logiciel de circuits électriques Spice. En effet, il s'agit d'obtenir, à partir des données géométriques du convertisseur statique et des caractéristiques électriques de ses différents constituants, l'ensemble des éléments équivalents nécessaires à son implantation dans le simulateur de circuits.

Pour bien analyser l'influence des différentes précisions de modélisation, nous suivons une démarche progressive où chaque étape correspond à la prise en compte de nouveaux phénomènes. Le but que nous nous sommes fixés est d'arriver à rendre compte des phénomènes se produisant durant la commutation.

#### III.3.1. 1<sup>ère</sup> étape : «prise en compte des éléments actifs»

En ce qui concerne l'élément actif du convertisseur, le choix s'est porté sur le transistor MOSFET, ceci pour plusieurs raisons :

☞ La haute fréquence de découpage 100kHz, la recherche de gradients de courant / tension élevés, la nécessité d'une commande économique en énergie et facilement contrôlable en vitesse de commutation.

☞ La connaissance du modèle équivalent du transistor MOS facilitant la compréhension du mécanisme de génération des perturbations.

☞ Les modèles équivalents des transistors MOS utilisés par les simulateurs sont performants, facilitant le travail ultérieur de simulation des perturbations.

Le transistor MOS de puissance est un IRF250, la diode de roue libre est du type DIN4148. Le schéma de simulation est représenté à la figure III.4.

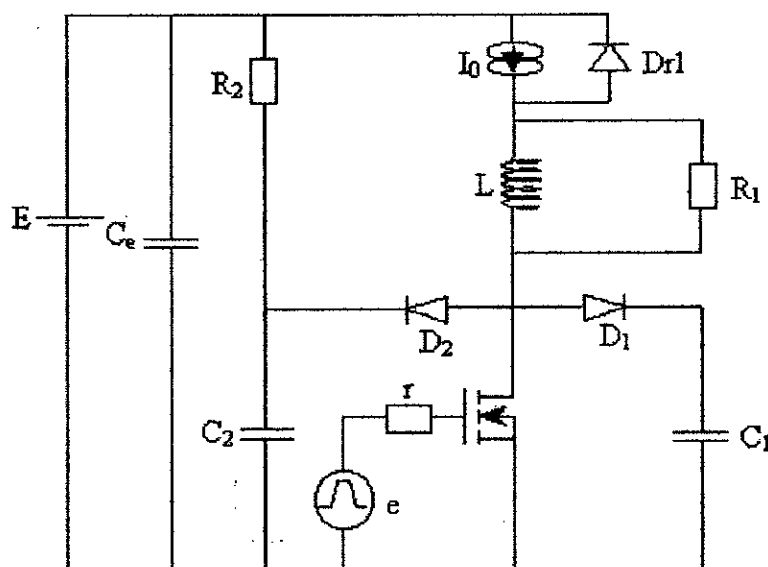


Figure III.4 : Cellule élémentaire d'un hacheur à commutation forcée

### III.3.2. 2<sup>ème</sup> étape : «prise en compte des éléments passifs»

Ce paragraphe aborde l'aspect « éléments parasites circuit » qui interviennent dans le fonctionnement électrique du convertisseur ; nous les différencions des « composants parasites de couplage ». Il concerne les éléments passifs, qui ont des modèles équivalents associant des éléments parasites à la fonction principale (chapitre II).

Le tableau suivant représente les valeurs mesurées de ces grandeurs électriques avec un pont de mesure RLC :

Eléments passifs	Valeur calculée	Paramètres du modèle
L	1,2245μH	R = 30,9922 mΩ L = 1,2245μH C = 32,7336 pF
C <sub>e</sub>	10μF	R = 2,45919 mΩ L = 172,725 nH C = 9,8747 μF
C <sub>1</sub>	10nF	R = 17,78 mΩ L = 132,291 nH C = 9,17127 nF
C <sub>2</sub>	141nF	R = 4,88450 mΩ L = 223,196 nH C = 134,939 nF
R <sub>1</sub>	15Ω	R = 17,4975 Ω L = 895,463 pF C = 878,265 nH
R <sub>2</sub>	47Ω	R = 51 Ω L = 3,5151 μH C = 399,572 pF

Le schéma de cette étape est le suivant:

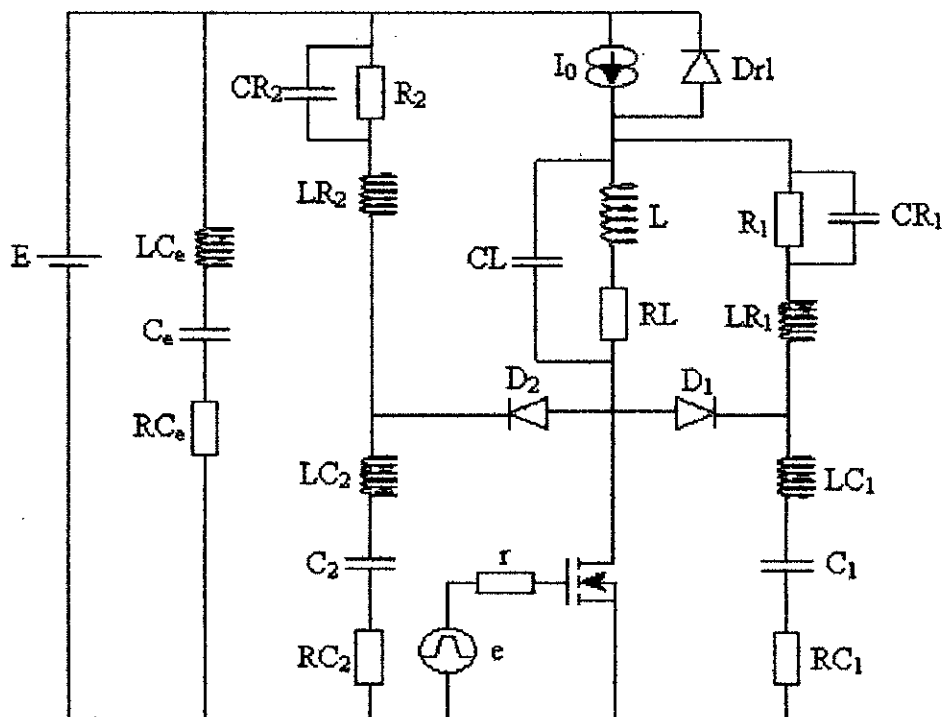


Figure III.5 : Adaptation des imperfections de câblage



III.3.3. 3<sup>ème</sup> étape : «prise en compte de la topologie»

La représentation de la topologie se repose sur le calcul des capacités de couplages et des inductances de câblages.

Les résultats sont représentés sur le tableau ci-dessous :

Inductances parasites (nH)	Valeurs calculées
$L_{c1}$	1000
$L_{c2}$	45
$L_{c3}$	45
$L_{c4}$	33,28
Capacités parasites (pF)	Valeurs calculées
$C_{p1}$	2,88
$C_{p2}$	10
$C_{p3}$	20
$C_{p4}$	2,88

Le schéma de simulation est représenté ci-dessous:

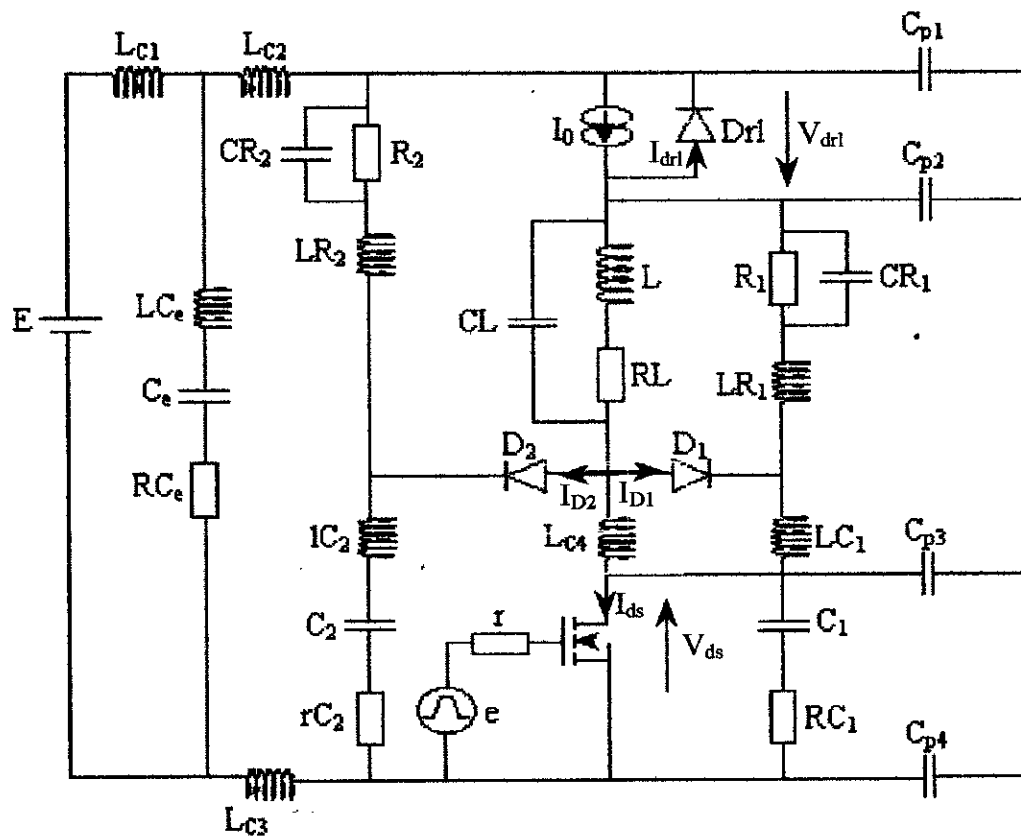


Figure III.6 : Insertion du couplage

Le schéma de couplage en mode commun est ajouté à partir des points à potentiel variable; on peut remarquer que l'essentiel du couplage est dû aux boîtiers des semi-conducteurs, les capacités parasites des lignes d'alimentation contribuent peu car la variation de leur potentiel reste faible. Pour cela nous avons tenu compte des capacités boîtier des semi-conducteurs-radiateur et celles des lignes d'alimentation. Les capacités du circuit imprimé-radiateur étant très faibles (de l'ordre de 16,03 pF/m), nous les négligeons.

L'inductance de 1µH en série dans la ligne d'alimentation simule le câble d'alimentation (environ 1m), celle de la maille principale est équi-répartie sur les lignes d'alimentations positives et négatives, ceci afin de tenir compte des comportements de ses conducteurs soumis à gradient de courant ou de potentiel. Nous négligeons les inductances des pistes du circuit imprimé (très faibles de l'ordre de 693.5 nH/m) et les inductances de connexions des diodes.

III.3.4. Résultats de simulation :

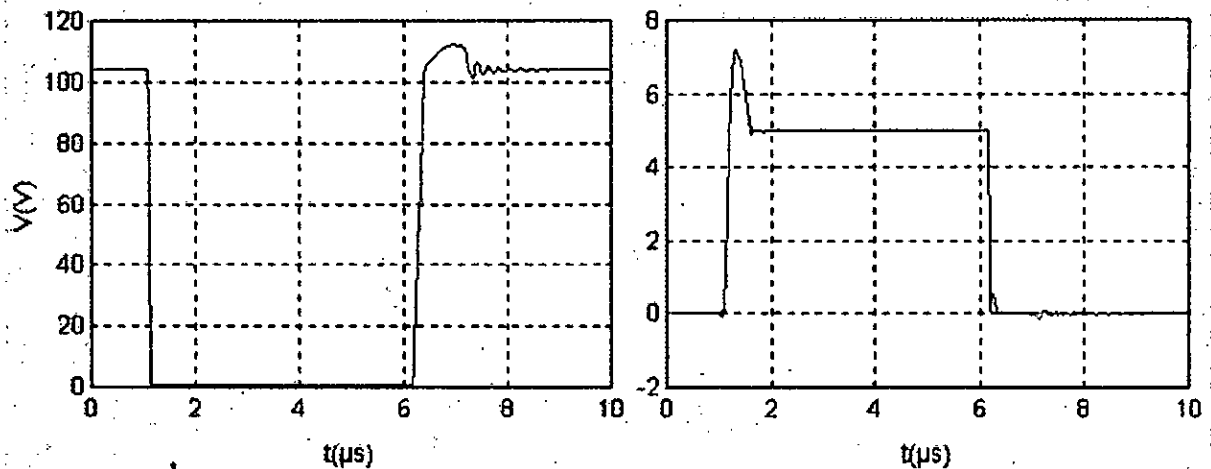


Figure III.7 : Tension  $V_{ds}$  et courant  $I_{ds}$  dans le transistor pour la première étape

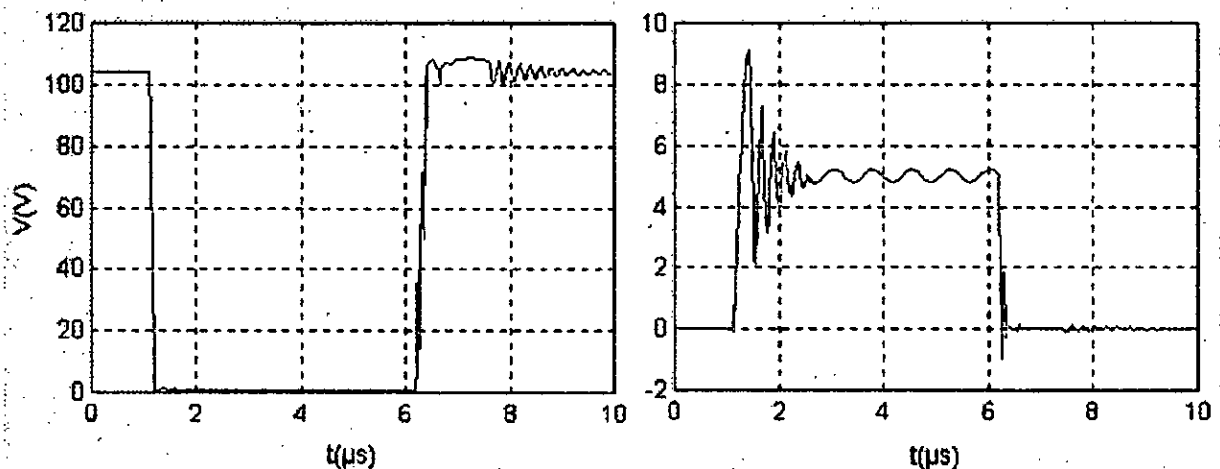


Figure III.8 : Tension  $V_{ds}$  et courant  $I_{ds}$  dans le transistor pour la deuxième étape

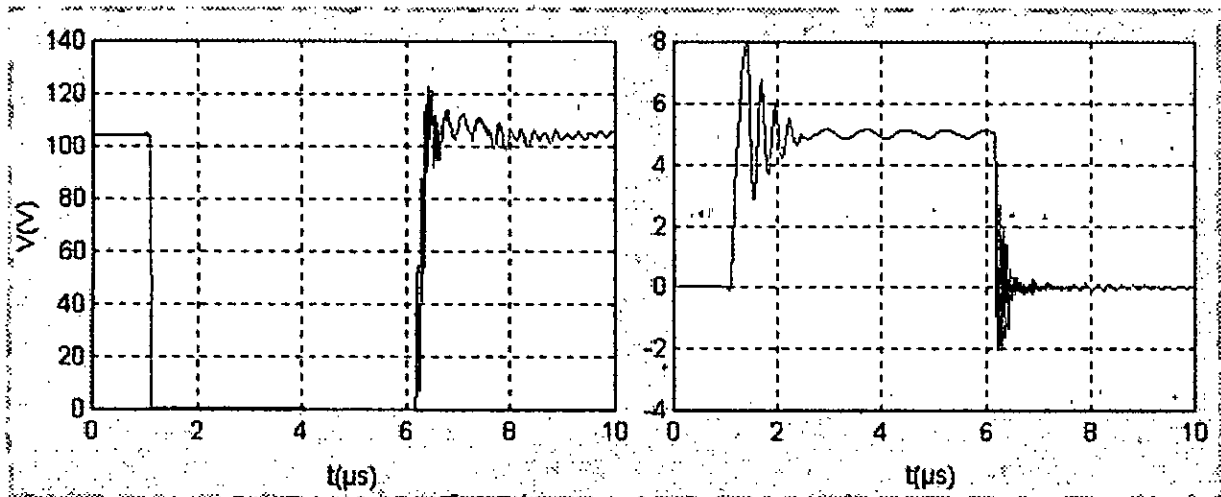


Figure III.9 : Tension  $V_{ds}$  et courant  $I_{ds}$  dans le transistor pour la troisième étape

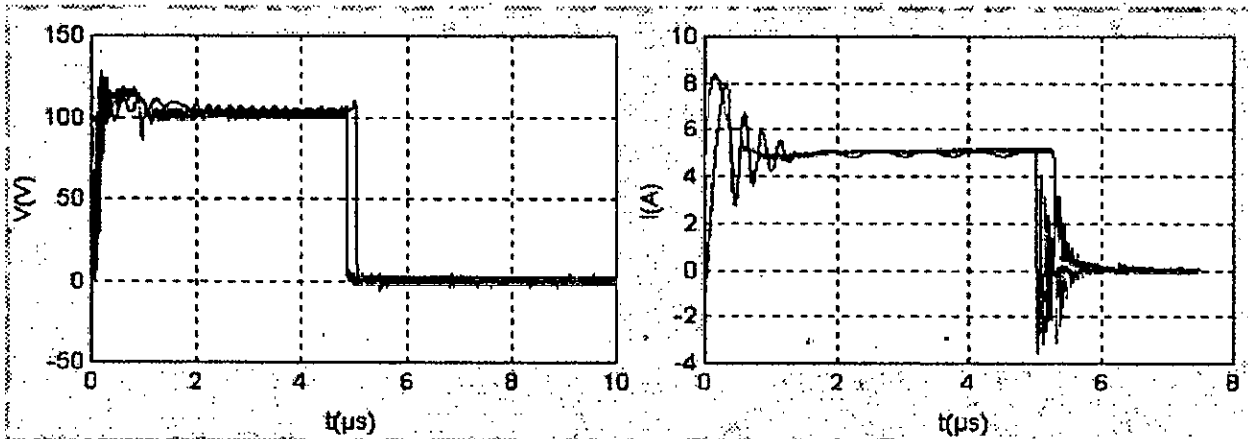


Figure III.10 : Tension  $V_{ds}$  et courant  $I_{ds}$  simulés et mesurés

Les figures III.7, III.8 et III.9 présentent l'évolution de la tension  $V_{ds}$  et du courant  $I_{ds}$  dans le transistor MOS durant les transitoires de commutations, respectivement pour les trois étapes vues précédemment. La figure III.10 montre la corrélation entre le comportement du modèle (résultats simulés) et le comportement réel du convertisseur statique (résultats mesurés). Ces résultats, présentés montrent que le comportement du modèle finale est relativement bonne. Nous notons cependant certains écarts aux niveaux des grandeurs mesurés et simulés, cela est du à la différence qui existe entre la valeur du rapport cyclique expérimental et celle du rapport cyclique simulé.

Les différents modèles utilisés pour décrire la structure étudiée, permettent d'avoir une approche correcte du fonctionnement global du convertisseur. Les phénomènes mis en jeu, notamment lors des commutations des composants semi-conducteurs, sont bien restitués par une implantation des schémas électriques équivalents des composants actifs et passifs et des différents modèles d'éléments de câblage dans un simulateur de circuits.

Il semble inconcevable de vouloir modéliser toutes les imperfections; nous en avons retenu les principales, tant pour les composants parasites électriques que pour ceux de couplage. Nous disposons ainsi d'un outil de simulation permettant de reproduire fidèlement le comportement électromagnétique de cette structure.

### III.4. Analyse fine de la commutation :

L'observation des perturbations émises par le convertisseur statique, montre que ces dernières apparaissent durant les transitoires de commutation. Les composants actifs et passifs ainsi que les imperfections de câblage induisent durant ces transitoires des oscillations de fortes amplitudes à hautes fréquences. Afin de mieux comprendre la création et l'évolution de ces perturbations, il serait intéressant, dans un premier temps, d'effectuer une analyse fine de ces phénomènes.

Dans ce paragraphe, nous décortiquerons les différentes phases qui constituent une période de découpage [2].

#### III.4.1. Phase de blocage :

Elle se décompose en trois étapes principales.

##### a - Etape 1 :

Le schéma équivalent au début de cette phase est le suivant, la Drl est bloquée, et la tension  $V_{gs}$  devient négative bloquant le transistor MOS ; La diode  $D_1$  devient passante ; Cette étape prend fin lorsque  $V_{ds} = E$ .

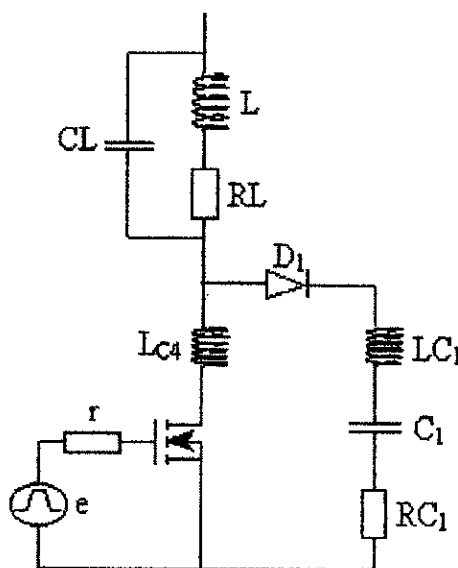


Figure III.11 : Schéma électrique de l'étape 1

**b - Etape 2 :**

La phase suivante correspond au schéma équivalent ci-dessous et correspond à la phase d'écrtage et ce décompose en deux phases ( 2a et 2b ).

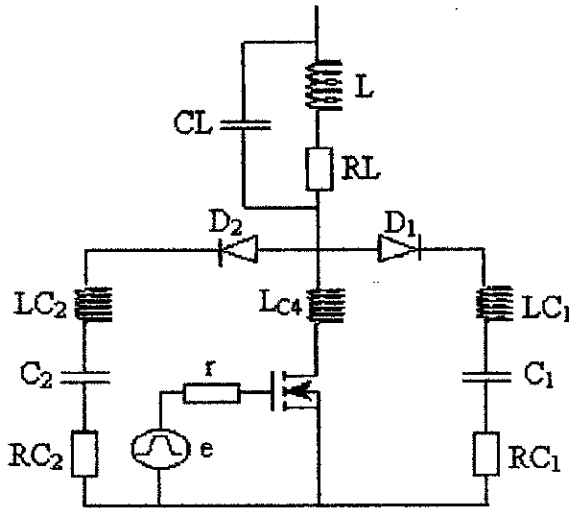


Figure III.12 : Schéma électrique et topologique de l'étape 2a

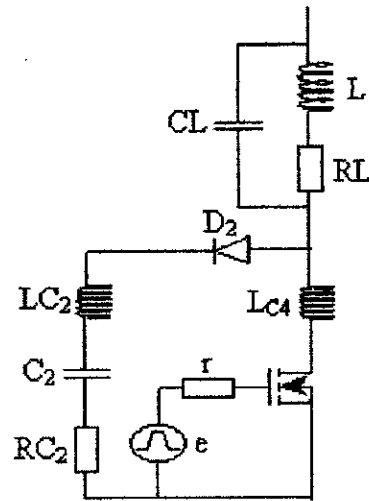


Figure III.13 : Schéma électrique et topologique de l'étape 2b

Dans la première (phase 2a), la tension  $V_{ds}$  est égale à  $E + \Delta E$ , avec  $\Delta E$  la surtension due à la variation de  $I_0$  dans  $L$  lors de sa décroissance. Cette dernière entraîne la mise en conduction de la  $D_{r1}$  et la croissance du courant dans  $C_2$  (pente  $E/L_{C2}$ ) jusqu'à  $I_0$  (conduction de  $D_2$ ) ; en même temps, le courant dans  $C_1$  va décroître, la tension  $V_{ds}$  n'évolue plus.

Dans la seconde phase (2b), la tension  $V_{ds}$  est toujours égale à  $E + \Delta E$ , la diode  $D_1$  se bloque ; le courant  $I_0$  continue à décroître linéairement dans  $L$  et dans  $D_2$ , tandis que le courant dans la  $D_{r1}$  croît avec la même pente.

**c - Etape 3 :**

Cette phase termine la phase d'écrtage ; elle se termine lorsque  $V_{ds} = V_{C2} = E$ ,  $C_2$  a fini de se charger et  $D_2$  s'ouvre. Cette phase ne crée aucune oscillation parasite, car le courant véhiculé est très faible et la constante du temps du circuit équivalent inductance de câblage, d'aide à la commutation et capacité du transistor est grande.

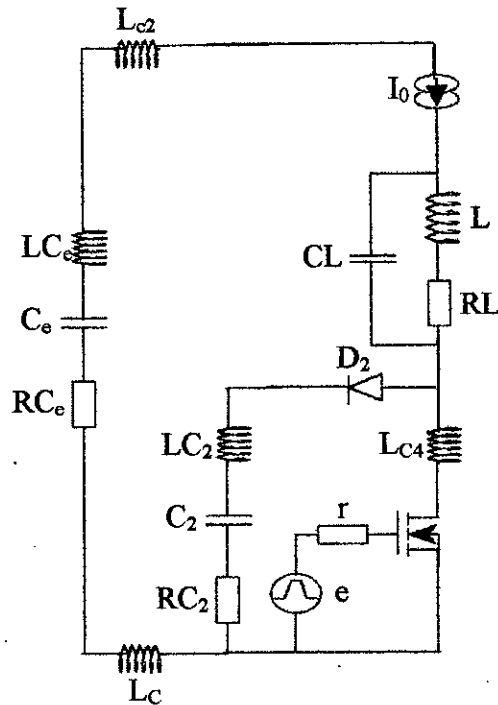


Figure III.14 : Schéma électrique et topologique de l'étape 3

#### Synthèse sur les perturbations engendrées :

Les différents régimes oscillatoires hautes fréquences engendrés par les grandeurs électriques au sein du convertisseur se transmettent par conduction en mode symétrique et asymétrique et par rayonnement en champ magnétique et électrique à l'environnement. L'examen de chacune des étapes décrites ci-dessous permet d'établir la relation entre le fonctionnement électrique du convertisseur et les principaux modes parasites transmis.

#### a - Etape 1 :

Elle concerne la phase d'assistance par CALC de l'interrupteur lors de son ouverture ; les oscillations parasites sur  $V_{ds}$  et  $I_{ds}$  vont produire un champ électromagnétique important ainsi qu'un courant de mode asymétrique. Le courant de mode symétrique est assez faible lors de cette étape ; cette maille étant isolée de la source par l'inductance L.

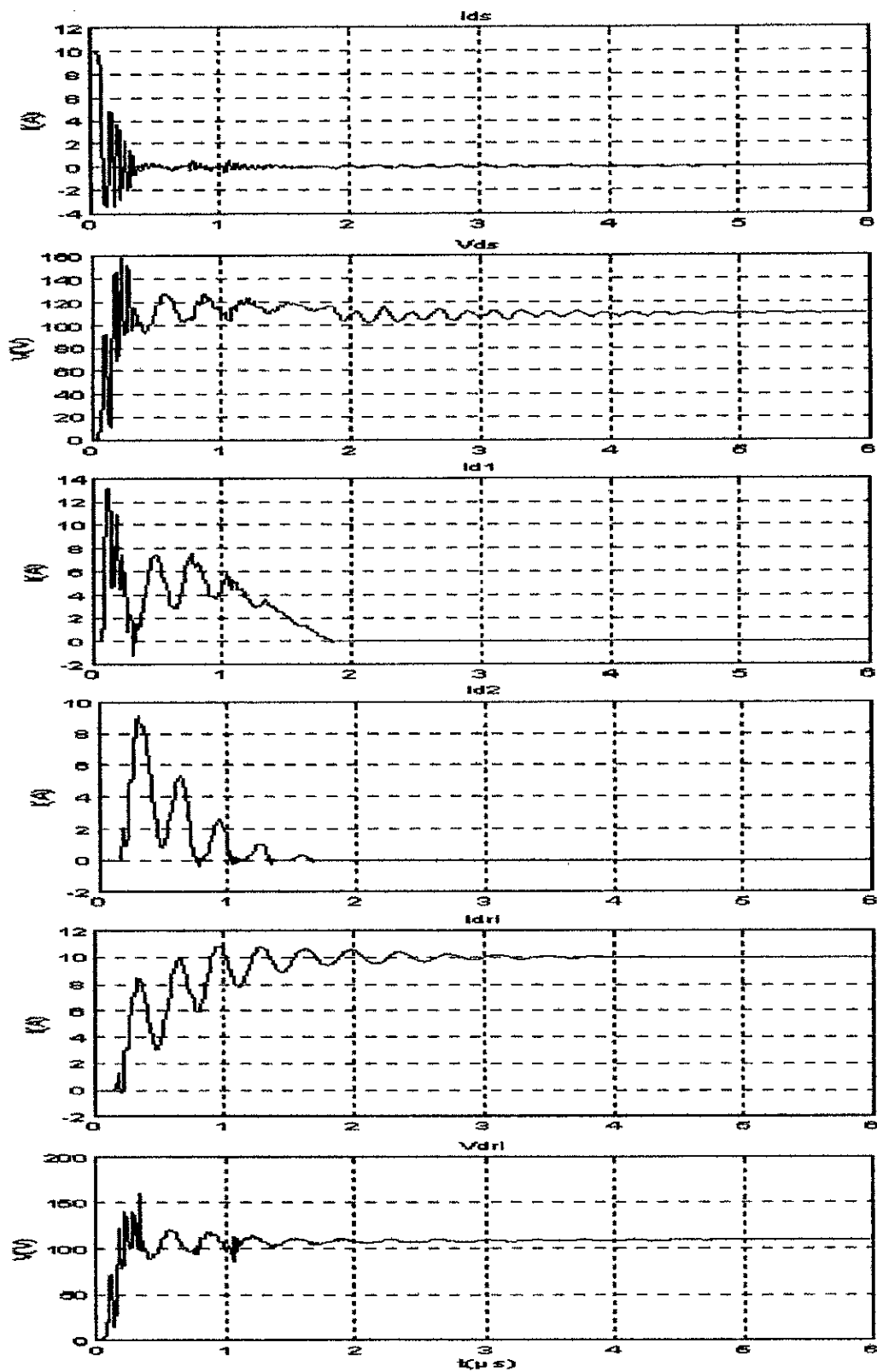


Figure III.15 : Phase de blocage du hacheur

**b - Etape 2 :**

*Phase 2a :* Son comportement est identique à celui de l'étape 1. Ici, nous avons deux mailles mises en jeu, la maille d'assistance et la maille d'écrêtage isolées de la source par l'inductance L. Le niveau de perturbation conduite est comparable au précédent.

*Phase 2b :* Le courant  $I_{ds}$  et le potentiel  $V_{ds}$  sont sensiblement constants, réduisant ainsi le niveau de parasites émis en champs électromagnétique et en courant de mode asymétrique.

**c - Etape 3 :**

La variation du courant  $I_{ds}$  étant nulle, le niveau de parasites en champs magnétique est négligeable ; par contre, le champ électrique parasite ainsi qu'un courant de mode asymétrique.

**III.4.2. Phase d'amorçage :**

Elle se décompose en deux étapes principales qui sont l'établissement du courant  $I_0$  dans l'interrupteur et le blocage de la diode de roue libre.

**a - Etape 1 :**

La tension  $V_{ds}$  devient positive et supérieure à la tension de seuil  $V_s$  du MOS, le transistor s'amorce plus ou moins rapidement suivant le  $dV_{gs}/dt$  ; l'inductance L conduit le courant I croit jusqu'à  $I_0$  et décroît dans la Drl.

Cette phase s'achève lorsque  $V_{ds}$  devient nulle et que le transistor est résistance  $R_{dson}$ .

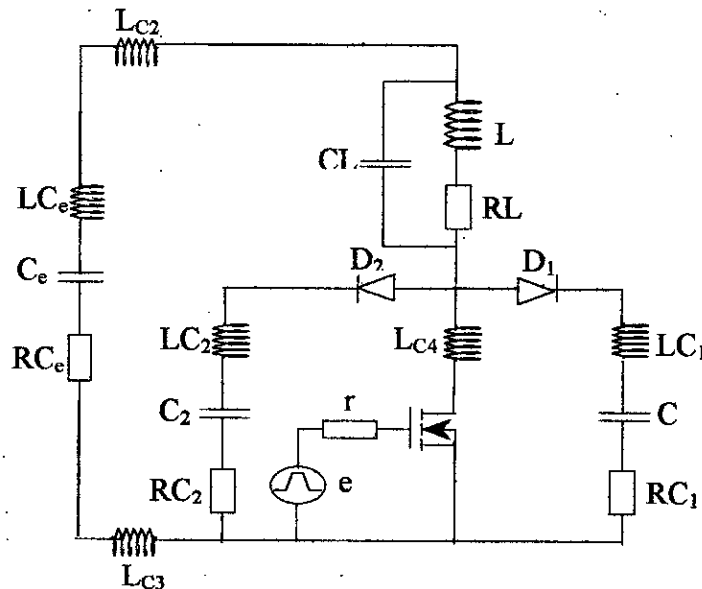


Figure III.16 : Schéma électrique et topologique de l'étape 1



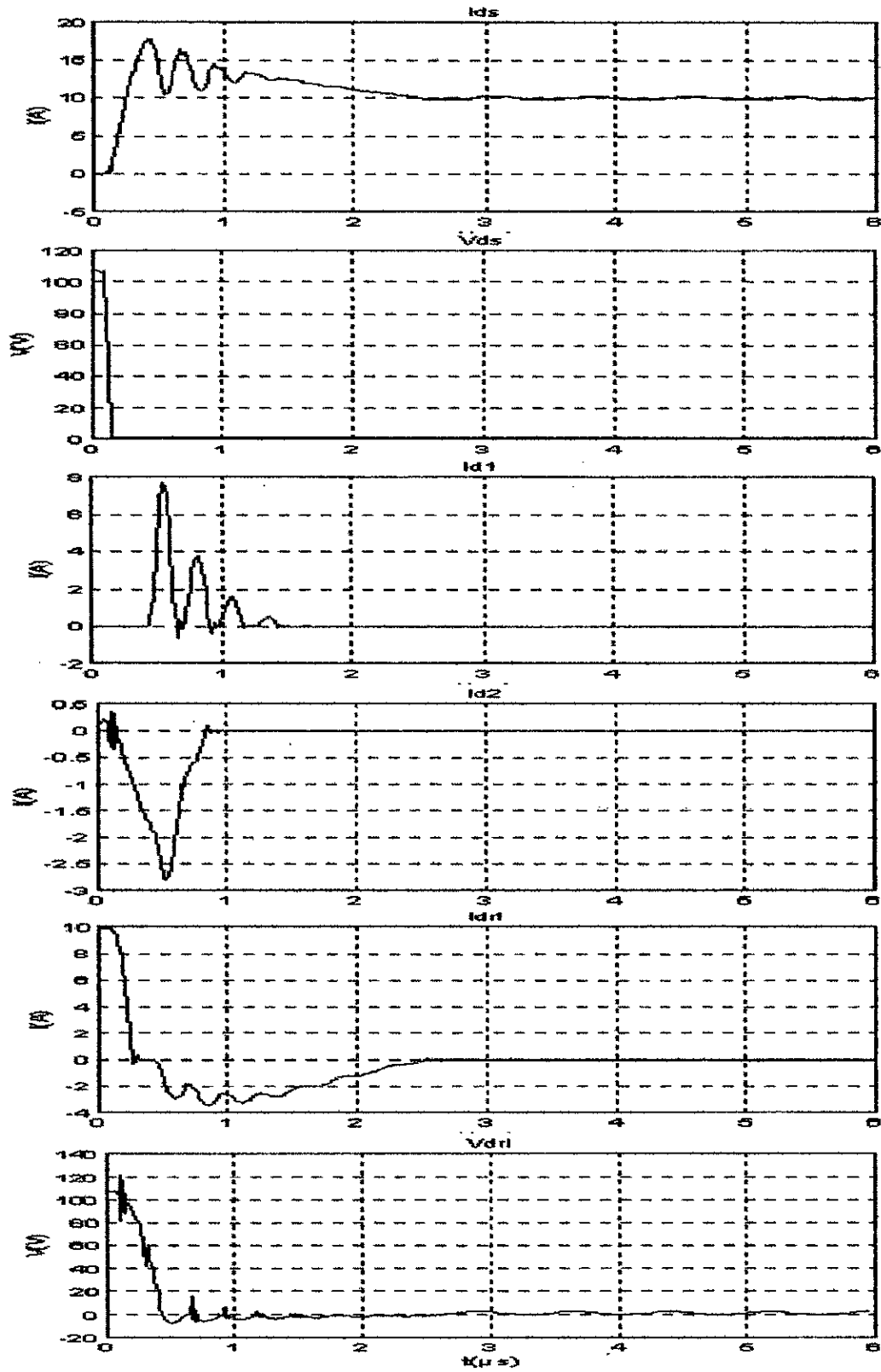


Figure III.17 : Phase d'amorçage du hacheur

**b - Etape 2 :**

Elle se décompose en deux étapes qui auront lieu au même temps et font intervenir deux mailles distinctes.

La phase de recouvrement de la diode de roue libre  $D_{rl}$ , où il apparaît un régime oscillatoire de haute fréquence sur le courant  $I_{D_{rl}}$  et, de ce fait, sur la tension  $V_{D_{rl}}$ .

La décharge du condensateur  $C_1$  à travers  $R_1$  et  $L$  ; la constante de temps de ce circuit étant grande, il n'apparaît pas de régime haute fréquence parasite ; cette phase se termine lorsque  $I_{ds}$  revient à  $I_0$  par la conduction de  $D_1$ .

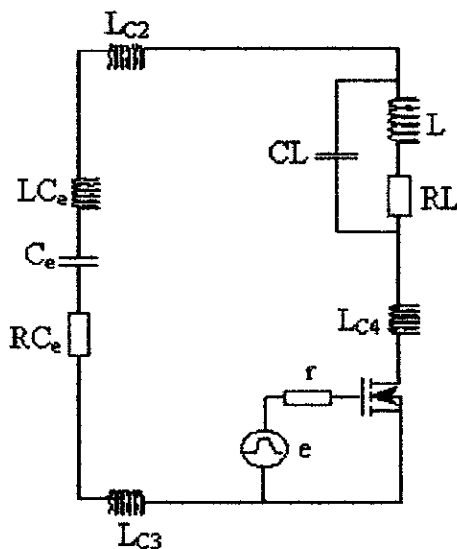


Figure III.18 : Schéma électrique et topologique de l'étape 2a.

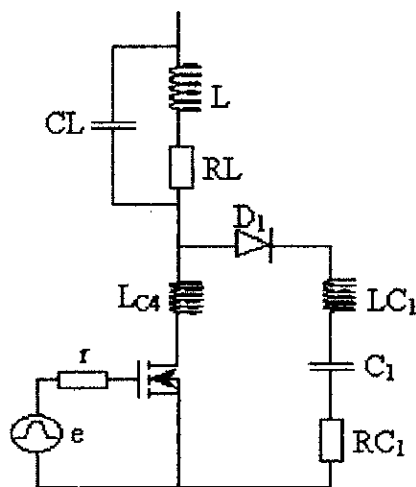


Figure III.19 : Schéma électrique et topologique de l'étape 2b.

**Synthèse sur les perturbations engendrées :****a - Etape 1 :**

Cette étape produit un fort gradient de tension  $dV_{ds}/dt$  entraînant un fort courant de mode commun et un champ électrique par couplage capacitif.

**b - Etape 2 :**

La phase de recouvrement de la diode de roue libre engendre un champ magnétique très important dans la maille (figure III.13), ainsi qu'un courant de mode commun.

Le champ électrique est important, mais contrôlé par le  $dV_{gs}/dt$  et l'inductance  $L$  qui ralentit la remontée de  $I_{ds}$  et de ce fait la redescente de  $I_{dt1}$ ; d'autre part ce régime, impliquant la maille de commutation principale, produit un courant de mode symétrique assez élevé.

L'étape de réinitialisation du condensateur  $C_1$  ne produit qu'un faible champ magnétique dans la maille (figure III.14).

### III.5. Conclusion :

Le schéma équivalent que nous avons proposé permet la modélisation des principales phases de commutation, sources majeures de perturbations électromagnétiques.

Il semble inconcevable de vouloir modéliser toutes les imperfections ; nous en avons donc retenu les principales et constitué un schéma à constantes localisées, tant pour les composants parasites électriques que pour ceux de couplage. Ce schéma est toutefois suffisant pour obtenir une simulation correcte.

Grâce à ce schéma, nous avons mis en évidence l'origine des perturbations conduites et leurs mécanismes de génération. L'aspect phénoménologique est assez bien décrit, cependant subsiste l'aspect quantitatif qui reste imprécis, notamment à cause des approximations réalisées sur les valeurs des composants parasites inductifs, et les modèles des composants actifs qui ont également leurs limites.

Les mécanismes de génération des courants parasites sont complexes, nous avons montré que l'introduction de quelques composants parasites inductifs et capacitifs permet de les expliquer en grande partie.

La structure hacheur à commutation forcée présente un niveau d'oscillations parasites hautes fréquences (donc de perturbations) assez important à l'ouverture du transistor ; ces dernières sont tout de même contrôlées et réduites grâce à l'utilisation des circuits d'assistances (CALC). Cependant ces circuits d'aide à la commutation (amorçage et blocage) génèrent, lors de leurs phases de réinitialisation, des gradients de tension ou de courant (donc de perturbation) non négligeables. L'inductance  $L_{\infty 4}$  limite l'évolution du courant  $i_k$  à l'amorçage mais génère à ses bornes un gradient très élevé de potentiel, de même le contrôle du gradient de tension au blocage se traduit par un gradient de courant dans le condensateur  $C_1$ .

Les principaux termes parasites intervenant sont les inductances parasites des circuits connectés en dérivation sur l'interrupteur:  $LC_1$  inductance du condensateur d'assistance,  $LC_2$  inductance d'écrêteur et  $LC_4$  inductance d'interrupteur ; lorsqu'il est en phase de blocage, elles occasionnent des régimes oscillatoires, essentiellement avec la capacité parasite d'interrupteur.

Cette première approche électrique permet de mieux quantifier l'origine commune des perturbations conduites créée par la structure d'étude.

Le tableau ci-dessous résume les différents phénomènes parasites intervenant dans cette structure durant les multiples étapes qui le compose.

blocage		Modes de couplage		Amorçage	
Phase de la commutation	Composants impliqués			Phase de la commutation	Composants impliqués
$V_k$ bloc	$C_k, l_\gamma, l_k$	MC	MC	$V_k$ pass	$C_k, dI_g/dt$
Ecr	$C_k, l_k,$ $l_e, l_\gamma$ $C_k, l_e, l_k$	MC	MD	Rec	DRL
Réini	$C_k, L_\gamma, l_e$	MC			
		MD	MC		

**Bibliographie :**

- [1] F. COSTA, «contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence», Thèse de doctorat de l'université de PARIS-SUD ORSAY, avril 1992.
- [2] A. PUZO, «contribution à l'étude des perturbations rayonnées par les convertisseur H.F», Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, juin 1992.
- [3] Paul W. Tuinenga, «guide pour l'analyse et la simulation de circuits avec PSpice», Edition MASSON.

## *CHAPITRE IV*

### *ETUDE DES PERTURBATIONS CONDUITES DANS LE CONVERTISSEUR D'ETUDE*

## Chapitre IV

### Etude des Perturbations Conduites dans le Convertisseur D'étude

#### IV.1. Contexte d'évaluation :

Les perturbations conduites sont des courants déformés renvoyés au réseau d'alimentation, ils provoquent des chutes de tension aux bornes des impédances internes du réseau. Pour la mesure de ces perturbations il faut disposer d'une source d'énergie parfaitement connue. Par ailleurs, il faudra protéger l'équipement sous test des perturbations pouvant provenir du réseau. Pour cela, il faudra alimenter ce dernier à travers un filtre, c'est le Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (RSIL).

Le RSIL s'intercale entre le réseau et l'équipement à tester (figure IV.1). Il s'apparente à un filtre passe-bas (L) vis à vis des perturbations haute fréquence (indésirables) existantes sur le réseau et passe-haut (C) vis à vis des courants parasites H.F émis par le convertisseur[1].

La mesure des perturbations conduites s'apparente à une mesure de tension recueillie aux bornes d'une résistance de  $1\text{k}\Omega$ .

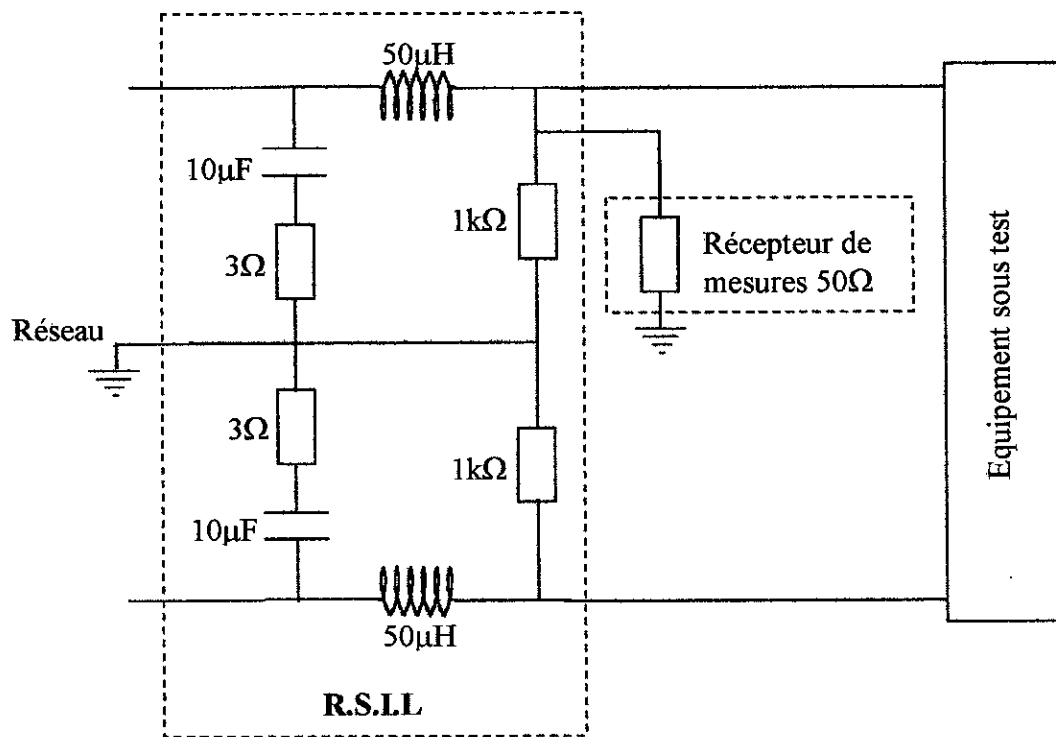


Figure IV.1 : RSIL et son insertion dans un équipement

Lors des mesures, le RSIL cache les variations éventuelles du réseau et simule un réseau dont l'impédance est fixe, ce qui permet d'effectuer des mesures reproductibles. L'efficacité du RSIL doit être assurée dans une large plage de fréquence car il intervient au niveau de deux gammes de fréquence : la fréquence du réseau et celle des perturbations générées par l'équipement sous teste. L'impédance du RSIL est mesurée entre deux points, le réseau étant chargé sur  $50\Omega$  et la sortie «réseau d'alimentation» en circuit ouvert. Sa variation en fonction de la fréquence est donnée par la figure IV.2.

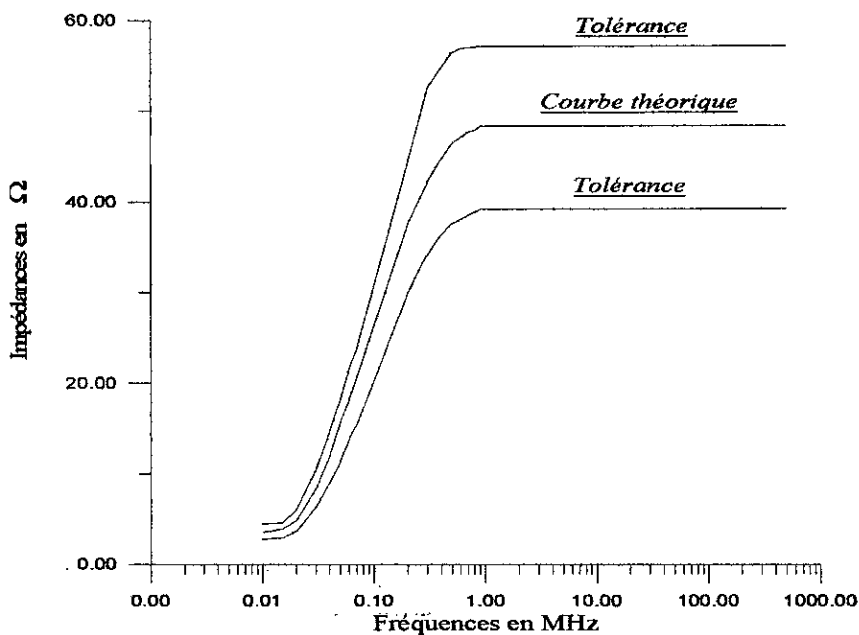


Figure IV.2 : Variation de l'impédance du RSIL en fonction de la fréquence

L'utilisation du RSIL a trois objectifs à réaliser :

- 📖 Assurer l'alimentation de l'équipement sous teste à basse fréquence sans atténuations.
- 📖 Bloquer toute perturbation haute fréquence pouvant provenir du réseau.
- 📖 Isoler les perturbations produites par l'équipement sous teste pour pouvoir les mesurer.

Pour observer toutes les harmoniques produites par un convertisseur statique, il faut choisir un filtre d'analyse plus étroit que la fréquence de commutation la plus faible du système, ce qui mène à un temps de mesure très long. Nous sommes donc amené à effectuer la mesure en bande large vis-à-vis des fréquences les plus basses, ce qui se traduit par une observation de niveau plus élevé en haute fréquence.

L'effet polluant des courants parasites est lié aux aspects temporels et fréquentiels, aussi faut-il préciser la nature des mesures à effectuer :



***Dans le domaine temporel :***

Les caractéristiques temporelles du signal parasite (valeur crête, gradients, forme) concernent aussi la sensibilité d'un appareillage, citons la marge d'immunité au bruit des circuits numériques[4].

***Dans le domaine fréquentiel :***

Il est important de connaître le contenu spectral du signal parasites, les normes définissent en effet des valeurs maximales en fonction de la fréquence. Certains équipements, comme par exemple les récepteurs radio, sont sensibles à cet aspect.

**IV.2. Les paramètres influents sur les perturbations :**

Le courant absorbé par le convertisseur et les tensions s'y développant constituent, comme nous venons de le constater, les origines des courants parasites, nous pouvons définir assez facilement les paramètres qui vont les modifier.

- 📖 Le courant dans la charge  $I_0$  donc celui du courant commuté.
- 📖 La variation de la tension d'alimentation  $E$  et de ce fait celle appliquée à l'interrupteur.
- 📖 La fréquence de découpage  $F_0$ .
- 📖 Le gradient de tension de commande de grille, contrôlé par la variation de la résistance de grille  $R_g$ .
- 📖 Le contrôle du gradient des courants et des tensions se fait par les circuits d'assistance ; l'impact de ces CALC sera étudié plus loin.

Les réglages pour les mesures seront effectués avec :

- 📖 Variation de la tension d'alimentation  $E$  de 50 à 100V, la fréquence de découpage  $F_0$  de 20kHz à 100kHz et un rapport cyclique  $\alpha$  de 1/2.
- 📖 Pour des variations significatives de  $I_0$  de 2 à 10A.
- 📖 L'influence de la commande de grille sera déterminée par la variation de  $R_g$  de 0 (commande rapide) à 100 $\Omega$  (commande lente).

Les résultats seront présentés sous forme de spectre, de relevés temporels, permettant une analyse en rapport avec l'étude fine des commutations précédemment réalisée.

La lecture des différents spectres met en évidence plusieurs gammes de fréquence de perturbation ; dans la plage s'étendant de 100kHz à quelques MHz, nous

trouvons les harmoniques liées à l'évolution des grandeurs électriques à l'échelle de la période de fonctionnement et aux conditions de charge.

En effet, le changement du rapport cyclique modifie uniquement l'amplitude de cette bande. Par contre, dans la gamme s'étendant approximativement de 10MHz à 100MHz, interviennent des phénomènes liés aux transitoires de commutation, dépendant essentiellement de la nature intrinsèque des interrupteurs, de leur vitesse de commande, des composants parasites associés aux composants passifs et de câblage et la topologie du convertisseur.

### IV.3. Mesure des perturbations conduites :

#### IV.3.1 Mesures globales au point nominal :

Nous présentons dans un premier temps des mesures temporelles et fréquentielles des perturbations électromagnétiques conduites au point nominal,  $E=100V$ ,  $P=1kW$ ,  $f=100kHz$ , la résistance de grille qui contrôle la vitesse de commutation de l'interrupteur est nulle.

Les figures IV.3 et IV.4 présentent respectivement le signal temporel et fréquentiel des perturbations électromagnétiques conduites lié aux commutation du transistor.

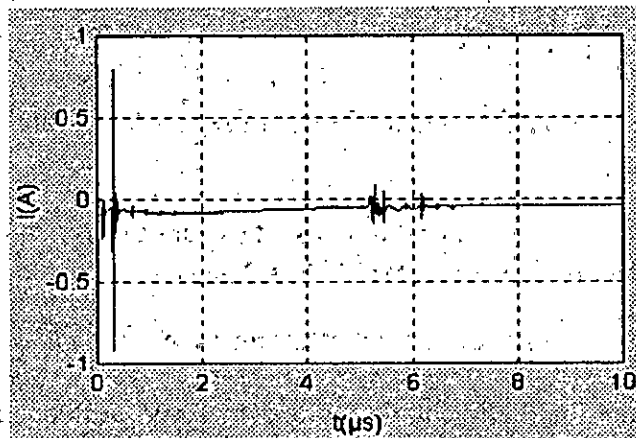


Figure IV.3 : Courant parasite lors de la commutation

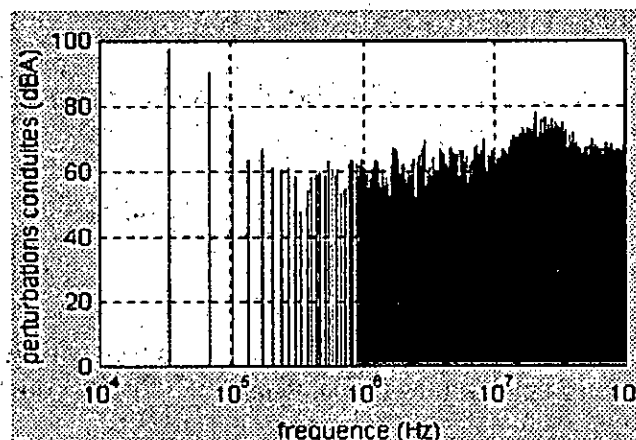


Figure IV.4 : Spectre du courant parasite

L'examen des différentes courbes montre que la structure est bruyante, et l'amplitude du spectre est situé au-delà des normes.

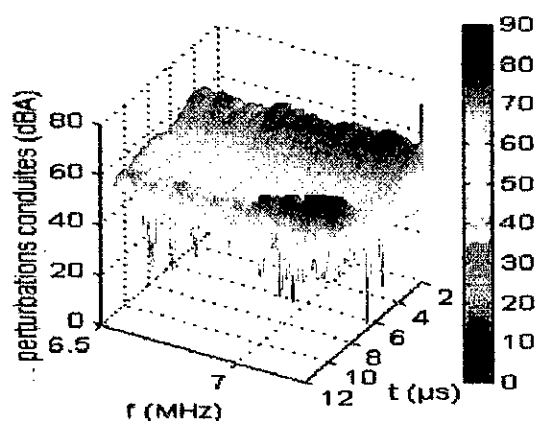


Figure IV.5 : Spectrogramme des perturbations conduites

Pour analyser correctement le comportement électromagnétique du convertisseur statique, il est nécessaire d'attribuer à chaque événement temporel, donc à chaque commutation, un rôle au niveau de la génération de perturbations électromagnétiques. Pour cela, nous utilisons une méthode d'analyse temps-fréquence qui permet de connaître le contenu fréquentiel d'un signal en gardant l'information sur le temps. Une méthode simple et relativement efficace est la méthode des spectrogrammes.

Sur le spectrogramme présenté ci-dessus, nous trouvons bien les deux commutations et leurs contributions respectives sur le contenu spectral des perturbations électromagnétiques conduites. Cet outil va nous permettre de mettre en évidence l'influence des paramètres électriques sur chacune de ses commutations.

La simulation (figure IV.5) a permis de mettre en évidence les différentes conséquences sur le fonctionnement du convertisseur statique, nous remarquons une commutation douce moins polluer au blocage du transistor, et une commutation à l'amorçage plus dure. Les niveaux de perturbations électromagnétiques conduites générées par le convertisseur statique sont ainsi modifiés. L'importance de ces modifications fait que les phénomènes de piégeage de charges aux interfaces et dans l'oxyde, sont théoriquement détectables par la surveillance des perturbations électromagnétiques conduites.

#### IV.3.2 Influence de la charge $I_o$ :

Les courbes suivantes sont obtenues pour un courant de charge de 10 puis 3A ; les autres paramètres restant sont inchangés.

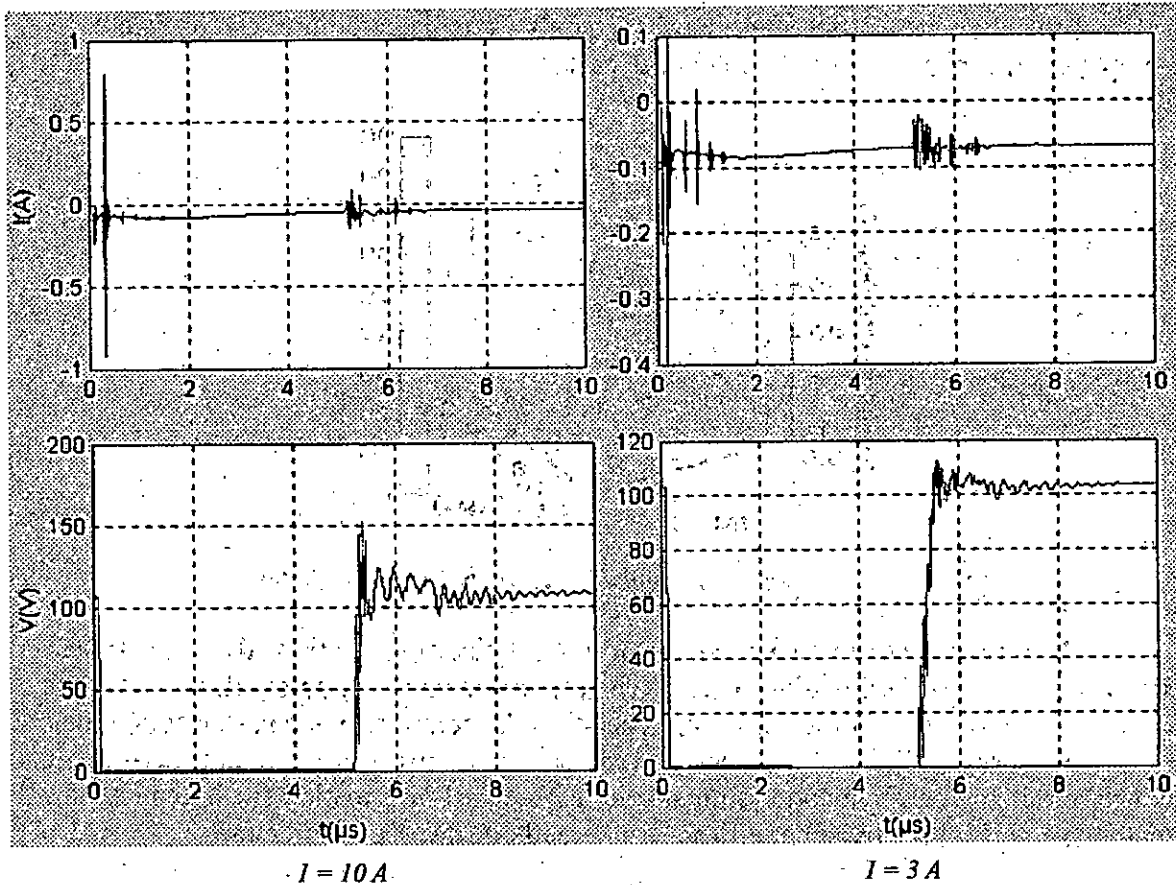


Figure IV.6 : Courants parasites lors de la commutation et la tension  $V_{ds}$  dans l'interrupteur 100V - 10/3A.

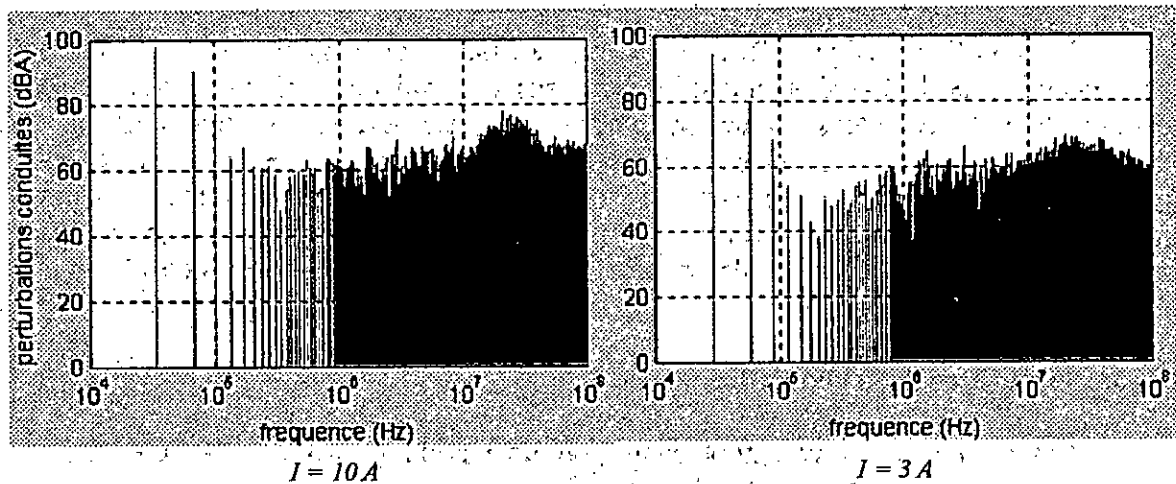


Figure IV.7 : Spectres 100V - 10/3A

Nous constatons un effet relativement mineur du courant de charge sur le niveau de pollution ; néanmoins une diminution de quelques db s'effectue dans la gamme 10-100MHz. En effet, une diminution du courant de charge va réduire l'amplitude des

oscillations du courant  $I_{ds}$  à l'ouverture de l'interrupteur ; de ce fait cette diminution va également agir sur la remontée de la tension  $V_{ds}$  et donc, influencer sur la pollution.

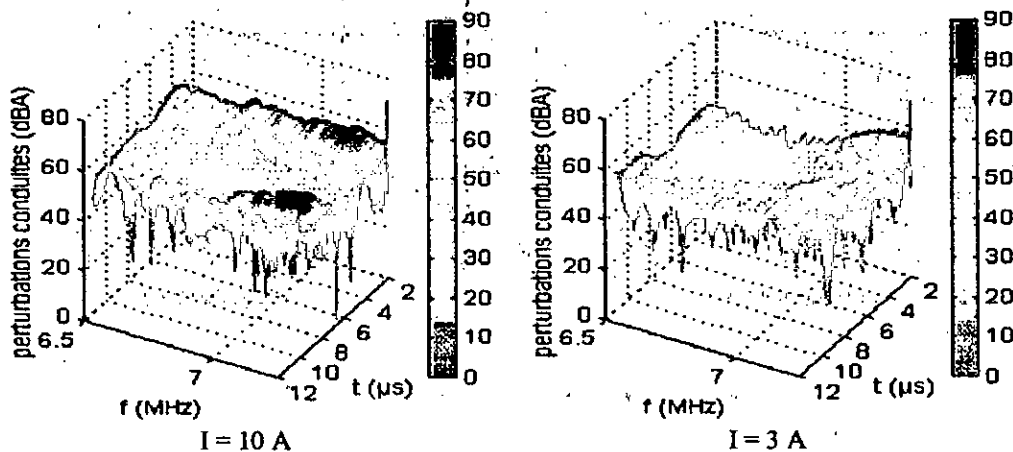


Figure IV.8 : Spectrogrammes des perturbations conduites

Les spectrogrammes des perturbations électromagnétiques conduites montrent que le signal parasite à la mise en conduction est inchangé, or son caractère impulsionnel contribue à étendre le spectre. La réduction des régimes oscillants au blocage permet de réduire le contenu spectral des perturbations conduites de quelques  $db\mu V$  dans la gamme 10-10MHz.

IV.3.3 Influence de la tension d'alimentation E :

La figure IV.9 présente la simulation du courant parasite lors de la commutation pour une tension d'alimentation 100V puis 50V, les autres paramètres restent inchangés ; nous constatons une variation de 5 à 7db sur tout le spectre (figure IV.10). En effet réduction de la tension d'alimentation entraîne celle des gradients de potentiel et donc du caractère perturbant qui est lui lié.

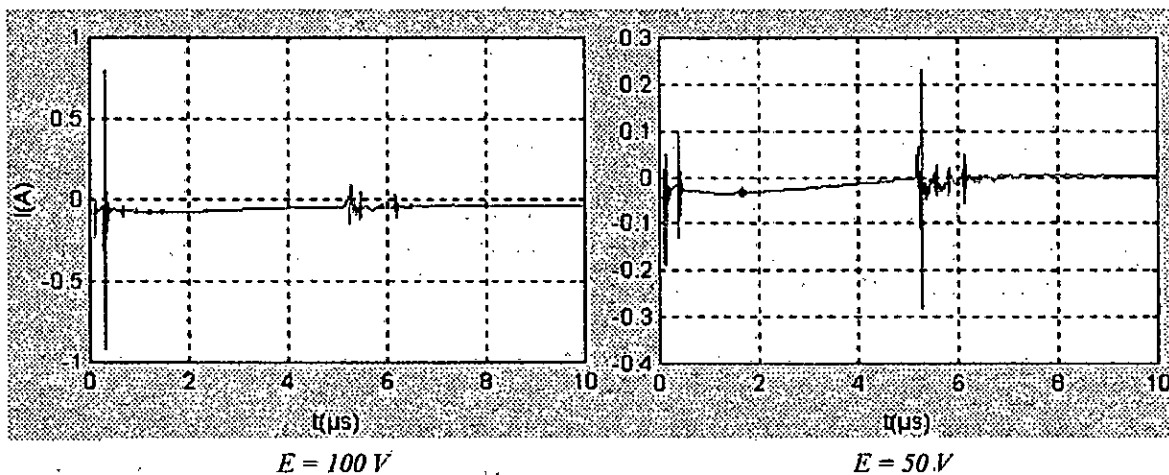


Figure IV.9 : Courants parasites lors de la commutation 100V/50V - 10A

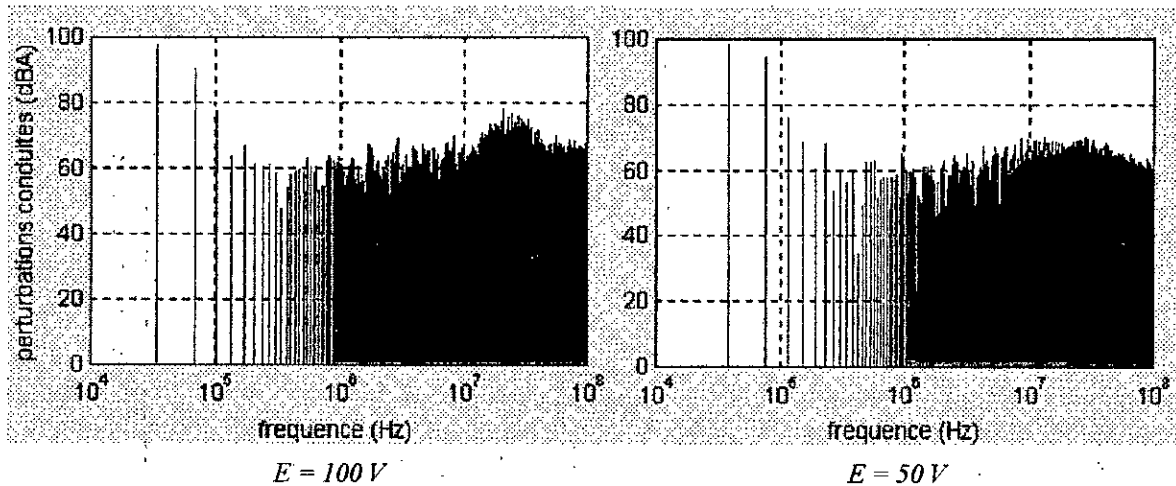


Figure IV.10 : Spectres 100V/50V - 10A

Les spectrogrammes représentés sur la figure IV.11 montrent que la commutation à l'amorçage du transistor MOSFET est plus affectée par l'augmentation de la tension d'alimentation, par contre le blocage décrit une légère diminution.

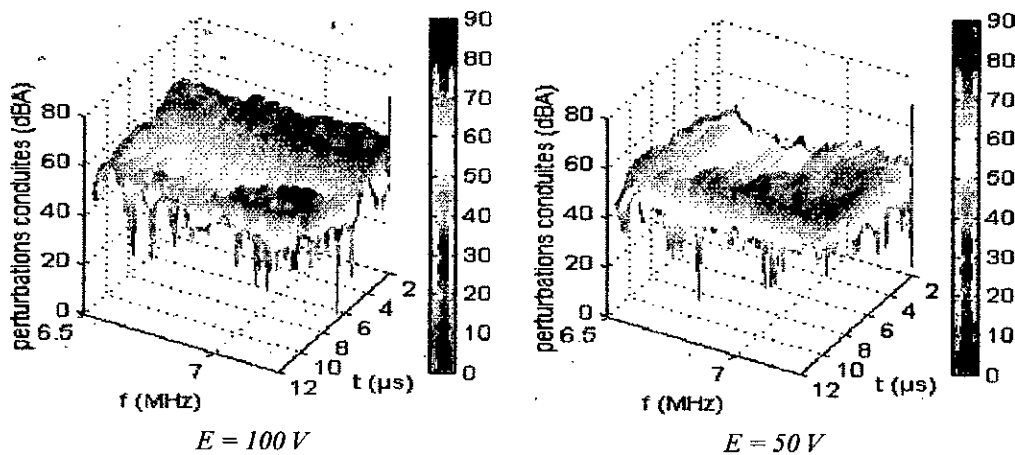


Figure IV.11 : Spectrogrammes des perturbations conduites

#### IV.3.4 Influence de la vitesse de commutation :

La vitesse de commande de la grille du transistor MOS est un paramètre très important dans la génération des perturbations électromagnétique. Les résultats suivants permettent de constater l'influence de la commande de grille.

Une commande de grille ralentie permet une réduction d'environ 15db du niveau spectral dans la gamme 1-100MHz ; par contre, elle pénalise le rendement du convertisseur, augmentant ses pertes par commutation. En effet la commande intervient directement à la mise en conduction sur le gradient de potentiel  $V_k$  et au blocage sur le régime oscillant de remontée de potentiel  $V_k$ ; d'où les signaux parasites qui en résultent et qui sont réduits.

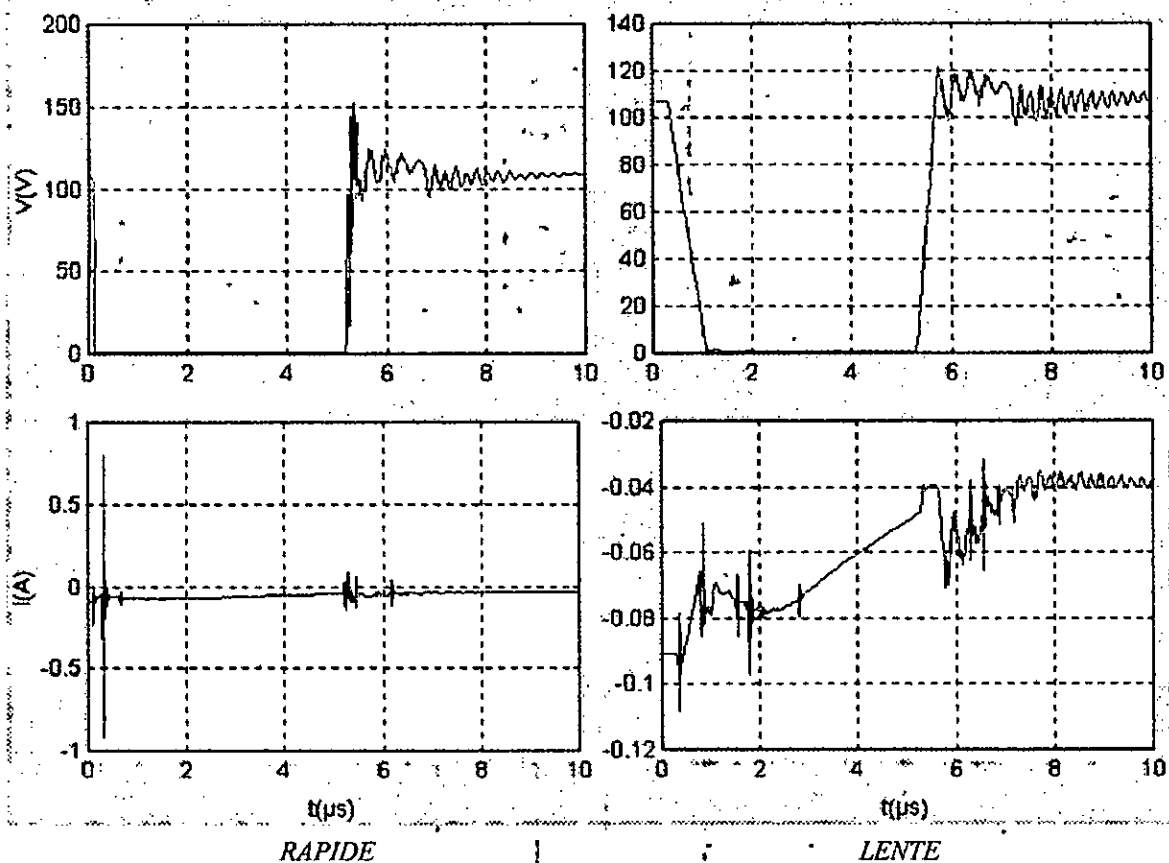


Figure IV.12 : Courants parasites lors de la commutation et la tension  $V_{ds}$  dans l'interrupteur 100V/10A - commande de grille rapide/lente

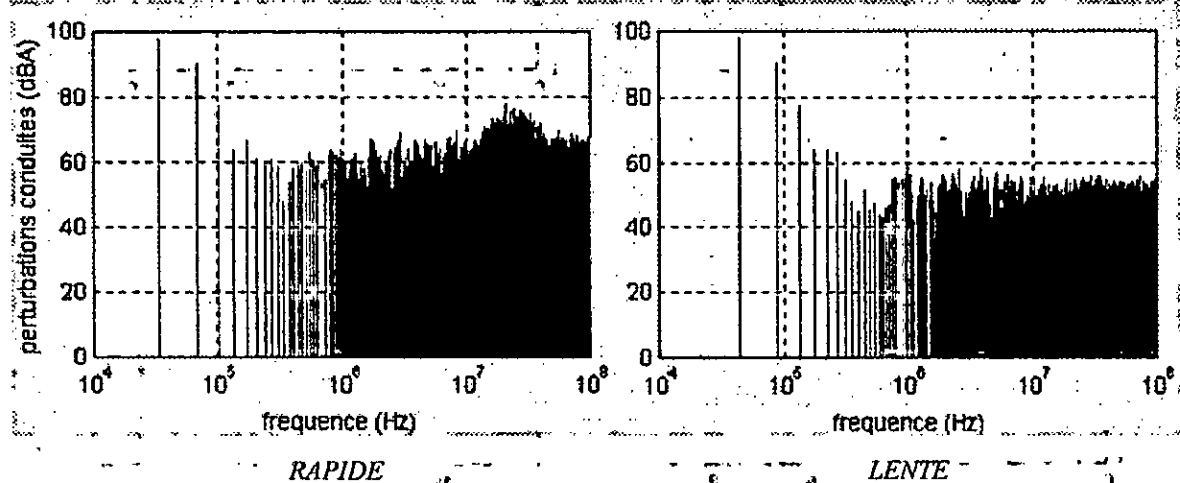


Figure IV.13 : Spectres 100V/10A - commande de grille rapide/lente

Les spectrogrammes des perturbations électromagnétiques conduites (figure IV.14) montrent que le niveau de ces perturbations diminue sur toute la plage de fréquence pour une commande du type lente.

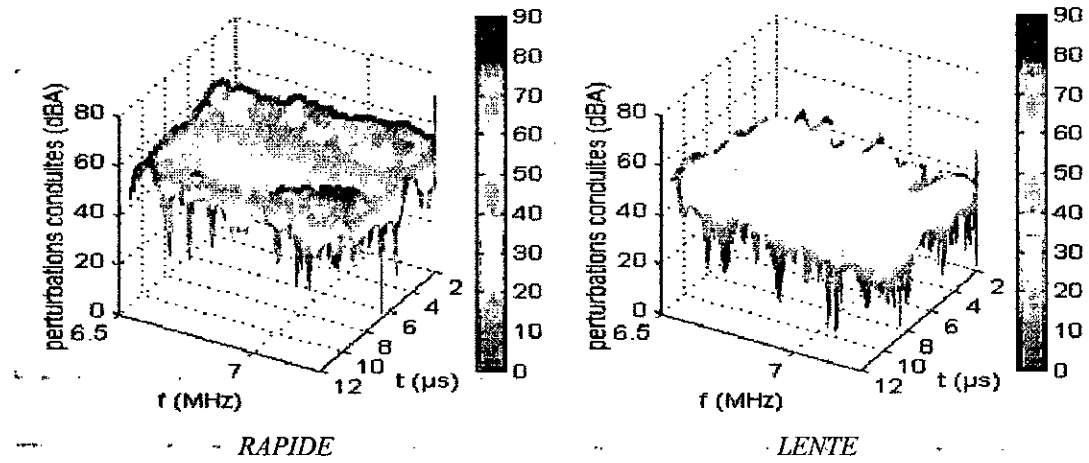


Figure IV.14 : Spectrogrammes des perturbations conduites

IV.3.5 Influence de la fréquence de découpage :

Les figures IV.15 et IV.16 décrivent les résultats pour une fréquence de découpage de 100-20kHz.

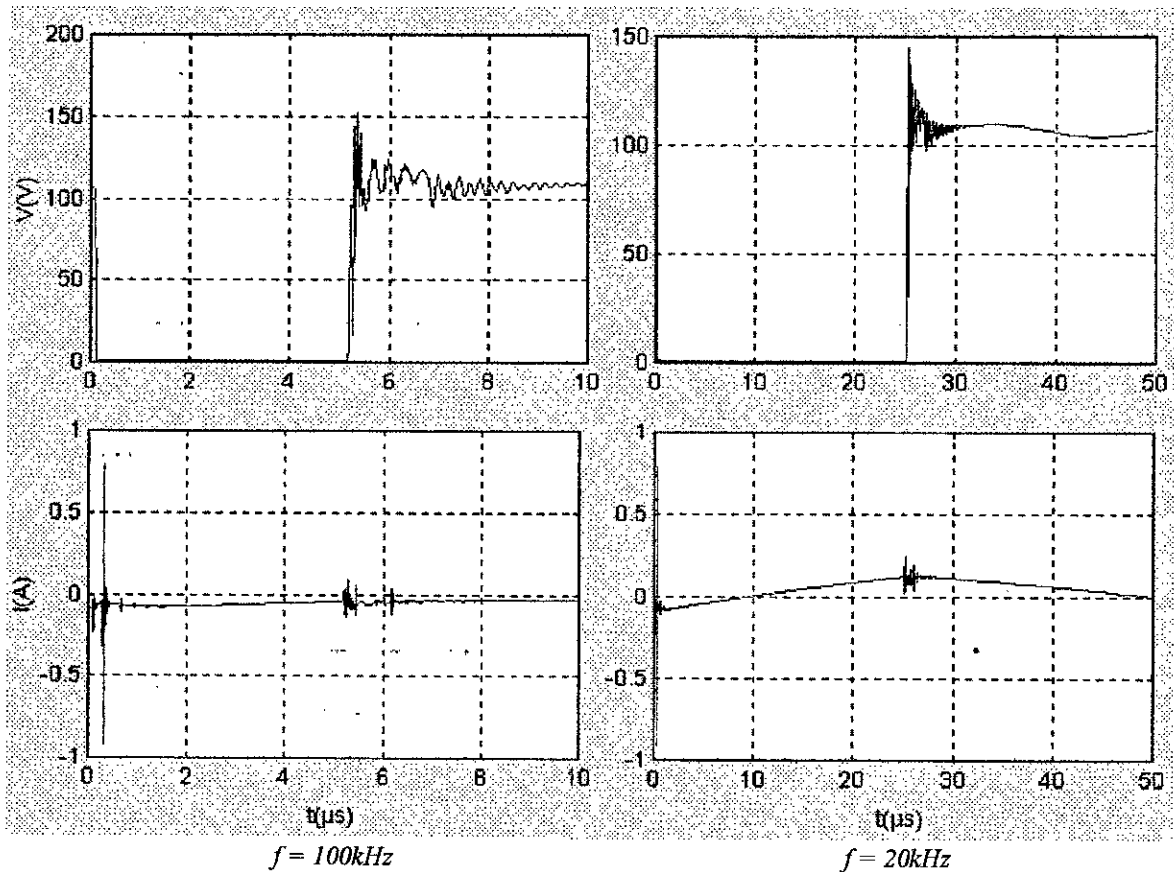


Figure IV.15 : Courants parasites lors de la commutation et la tension  $V_{ds}$  dans l'interrupteur 100V/10A - 100kHz/20kHz



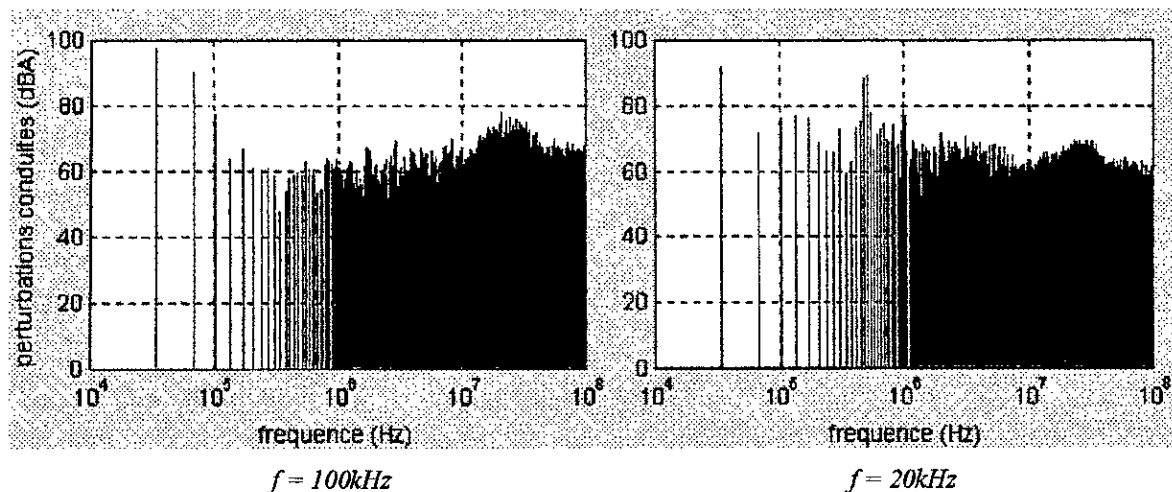


Figure IV.16 : Spectres 100V/10A - 100kHz/20kHz

Nous pouvons constater une réduction importante du niveau des spectres ; ce phénomène est très sensible dans la gamme de fréquence 10-100MHz, où la réduction est de l'ordre de 5db.

Le niveau des perturbations conduites croît avec l'augmentation de la fréquence de découpage ; en effet, plus cette fréquence augmente et plus la puissance électromagnétique conduite par les différents éléments va croître sur la même étendue spectrale. La diminution de la fréquence de récurrence implique une translation vers les basses fréquences du spectre.

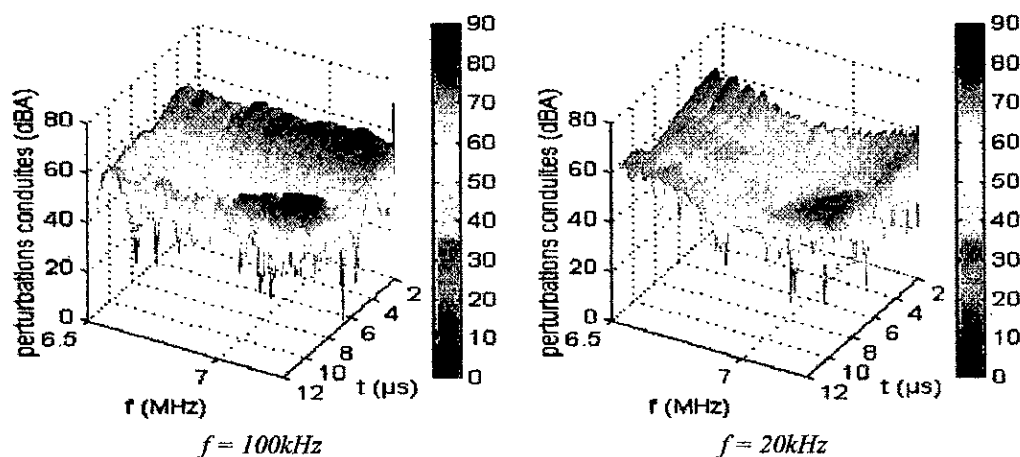


Figure IV.17 : Spectrogrammes des perturbations conduites

Les spectrogrammes présentés sur la figure IV.17 montrent bien que les deux commutations (amorçage et blocage) sont influencées par l'augmentation de la fréquence de découpage. Donc une augmentation de fréquence provoque une augmentation au niveau des perturbations électromagnétique conduites générées par le convertisseur.

### IV.3.6 Influence des circuits d'assistance sur les perturbations :

Les circuits d'aide à la commutation sont très largement employés en commutation forcée pour réduire les pertes lors de la commutation ; si leur présence est bénéfique au point de vue de la réduction des pertes, le problème en est tout autre au niveau de leur contribution à la génération des perturbations conduites. L'analyse électrique fine a mis en évidence les régimes transitoires résultants de leur présence ; nous pouvons s'interroger sur leur effet vis à vis des perturbations.

Afin de déterminer leur influence, nous avons simulé les courants parasites pour les deux cas, le dispositif complet, puis sans CALC. Les relevés sont présentés ci-dessous.

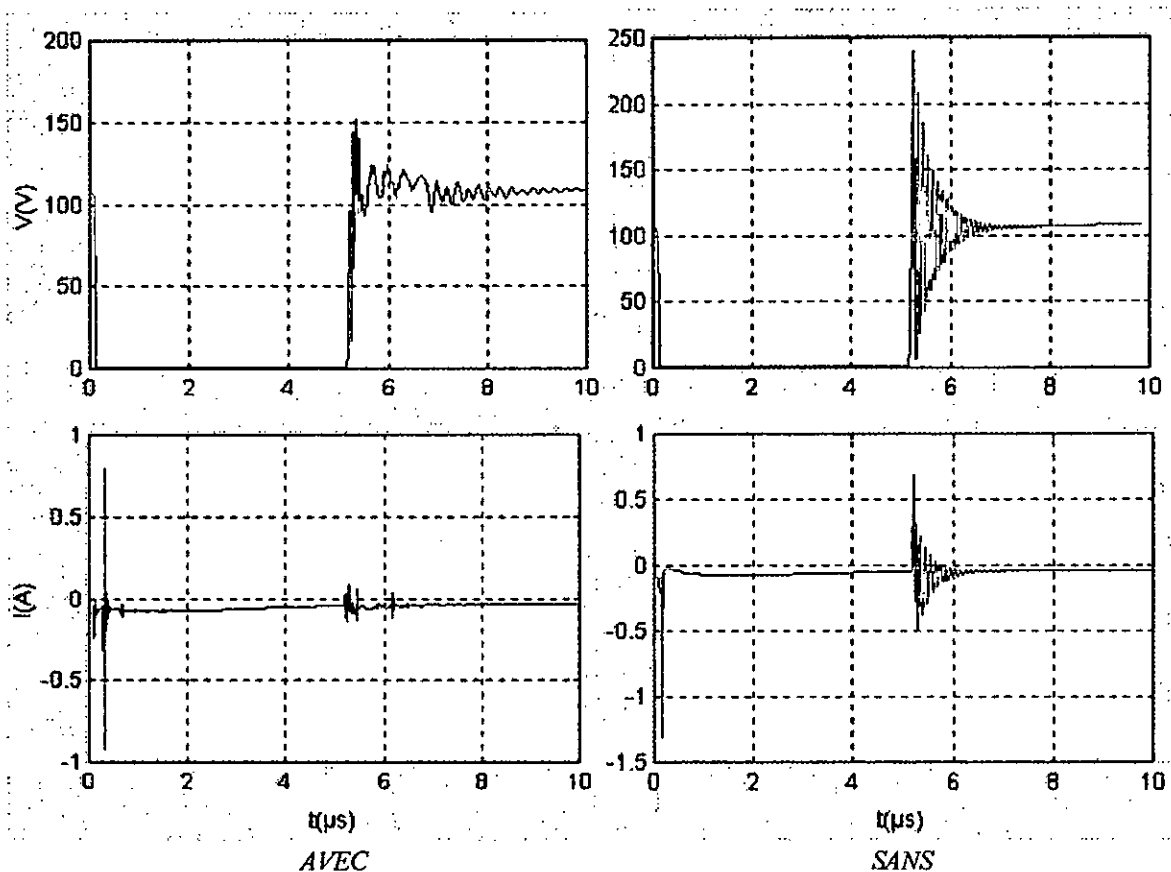


Figure IV.18 : Courants parasites lors de la commutation et la tension  $V_{ds}$  dans l'interrupteur 100V/10A avec et sans CALC

La présence des CALC apparaît comme très favorable où les niveaux de bruits sont réduits. La figure IV.19 indique une nette diminution du spectre dans la gamme 1 – 100MHz de l'ordre de 10-20db, lorsque ces circuits sont utilisés.

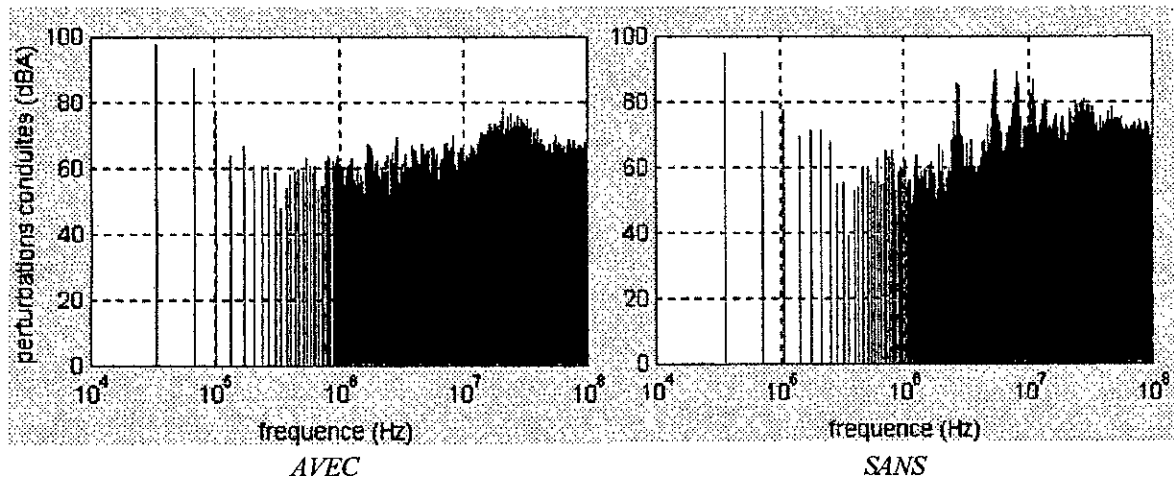


Figure IV.19 : Spectres 100V/10A avec et sans CALC

Les spectrogrammes présentés sur la figure IV.20 bien que les perturbations électromagnétiques générées par le convertisseur statique sans utilisation des CALC, sont fortement liées aux deux modes de commutations du composant semi-conducteur. Nous constatons bien l'augmentation des perturbations au blocage et l'amorçage.

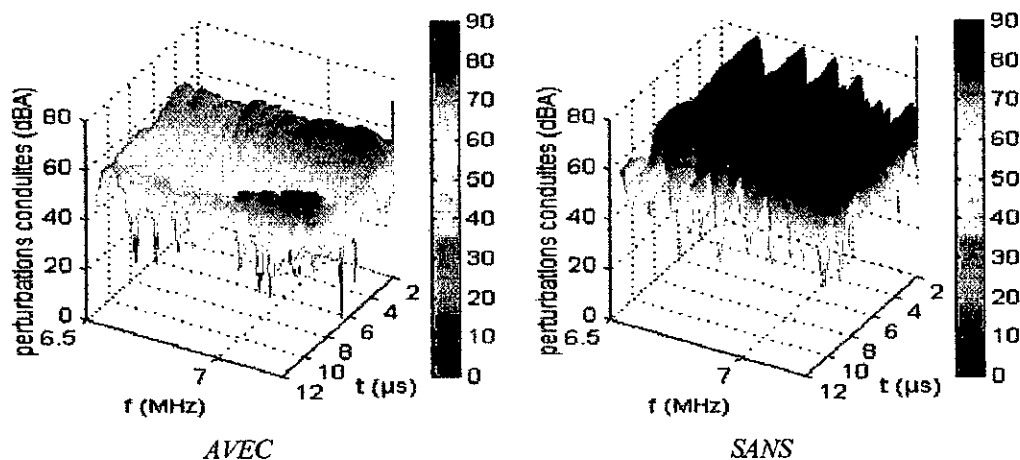


Figure IV.20 : Spectrogrammes des perturbations conduites

#### IV.4. Synthèse sur les relevés :

La méthode de modélisation que nous avons explicitée dans le chapitre précédent nous permet de simuler correctement le fonctionnement du convertisseur statique sur toute la plage de fréquence utile à l'étude des perturbations électromagnétiques conduites.

En agissant sur les différents paramètres électriques, nous avons observé les conséquences sur le comportement électrique et électromagnétique du convertisseur statique.

En ce qui concerne les éléments parasites propres à la structure, ils participent à la génération des perturbations dans la gamme du MHz à la centaine du MHz ; en effet, leurs valeurs réduites provoquent des fréquences d'oscillation élevées[5]. Les imperfections des éléments actifs (capacité semi-conducteur boîtier, inductances de connexions des électrodes) prennent une part notable dans la création des bruits.

Les perturbations conduites générées par les éléments parasites sont sensibles au niveau de tension et de courant appliqué sur le circuit ; donc le hacheur à commutation forcée présente un niveau de pollution croissant avec la puissance transmise.

Nous avons pu constater que l'augmentation de la fréquence de fonctionnement du convertisseur conduit à injecter proportionnellement des courants parasites dans les circuits de couplages ; provoquant parfois leurs résonances et contribuant globalement à accroître le niveau des spectres en haute fréquence.

Le réglage de la vitesse de commande de grille présente l'avantage de réduire sensiblement les perturbations émises, mais présente l'inconvénient d'augmenter les pertes par commutation.

Les multiples circuits d'assistance qui entourent l'interrupteur, présentant des composants parasites, sont sièges d'énergies parasites à l'origine de résonances multiples et à haute fréquence ; elles contribuent à maintenir un niveau élevé de bruit dans le domaine spectral. Par contre, il faut souligner le caractère favorable à l'utilisation des circuits d'aide à la commutation, réduisant le niveau d'émission de ces parasites et les pertes par commutation ; cependant, leurs connexions devront être soignées afin de minimiser les inductances parasites de câblage.

**Bibliographie :**

- [1] F. COSTA, "Perturbation électromagnétique haute fréquence dans les convertisseurs statiques", Ecole Normale Supérieure de CACHAN, septembre 1995.
- [2] A. AZOULAY & J. P. CHARLES, "Méthode de mesures de compatibilité électromagnétique", note technique NT/PAB/ETR/693 du CENT, février 1985
- [3] J.P. CHARLES, "Mode de détection en analyse spectrale", note technique NT/PAB/ETR/759 du Cent, novembre 1987.
- [4] F. COSTA, «Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence», Thèse de doctorat de l'université de PARIS-SUD ORSAY, avril 1992.
- [5] A. PUZO, «Contribution à l'étude des perturbations rayonnées par les convertisseur H.F.», Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, juin 1992.

## *CHAPITRE V*

### *REDUCTION DES PERTURBATIONS CONDUITES DANS LE CONVERTISSEUR D'ETUDE*

## **Chapitre V**

### **Réduction des Perturbations Conduites dans le Convertisseur D'étude**

#### **V.1. Introduction :**

L'analyse fine des commutations et les différentes simulations ont permis de définir quelques axes principaux qui pourraient mener vers la réduction des perturbations conduites. Les contraintes électriques extérieures au convertisseur étant imposées (tension d'alimentation, tension de sortie, puissance volume) le concepteur conserve quelques degrés de liberté pour minimiser les bruits émis, citons :

- ☐ Choix de la fréquence de découpage minimale compatible avec le cahier des charges.
- ☐ Contrôle des gradients de courant et de tension au sein du convertisseur, soit par la commande soit par les CALC.
- ☐ Choix d'une commande adaptée, un compromis vis à vis des pertes par commutation est nécessaire.
- ☐ Minimisation des composants parasites par un choix technologique adéquat des composants passifs et par un câblage qui limite les inductances parasites.

Le chapitre IV a mis en évidence les différentes origines électriques provoquant des perturbations électromagnétiques conduites. Nous avons vu, qu'en agissant sur certains paramètres électriques, il est aisé de réduire cette pollution de quelques db.

Maintenant, nous allons nous intéresser à la topologie du convertisseur statique, en d'autres termes à son environnement mécanique.

#### **V.2. Réduction des modes de couplage :**

Les couplages capacitifs sont directement à l'origine des bruits, nous pouvons donc chercher à les minimiser. Il convient de déterminer les équipotentielles fortement variables. la réduction du couplage peut mettre en œuvre différentes techniques [1] :

##### **V.2.1. Ecrans électrostatiques :**

A titre d'exemple l'écran est placé sur l'isolateur du boîtier de transistor comme représenté ci-dessous :

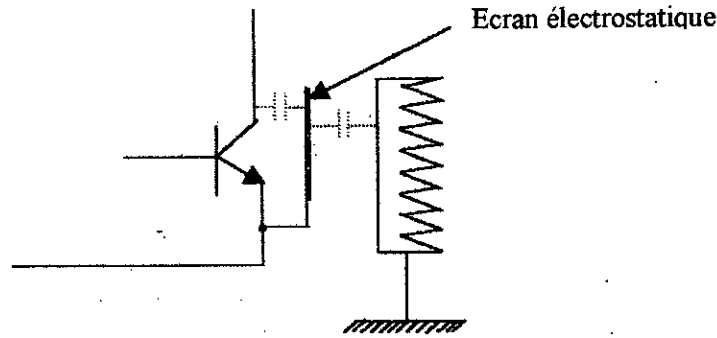


Figure V.1 : Schéma d'écran de boîtier

La capacité de couplage résultante s'exprime par :

$$C_p = \epsilon_0 \cdot \frac{\epsilon_1 \cdot \epsilon_2}{\epsilon_1 + \epsilon_2} \cdot \frac{S}{(e_1 + e_2)} \tag{V.1}$$

Elle sera d'autant plus faible que les diélectriques sont épais et de même nature, le terme de permittivité équivalente dans l'expression précédente sera minimal pour  $\epsilon_1 = \epsilon_2 = \epsilon_{\min}$ .

Le dispositif est efficace si la liaison de l'écran à la source du transistor est faiblement inductive.

Les courbes suivantes présentent les résultats obtenus sur notre hacheur à commutation forcé équipé ou non de ce dispositif.

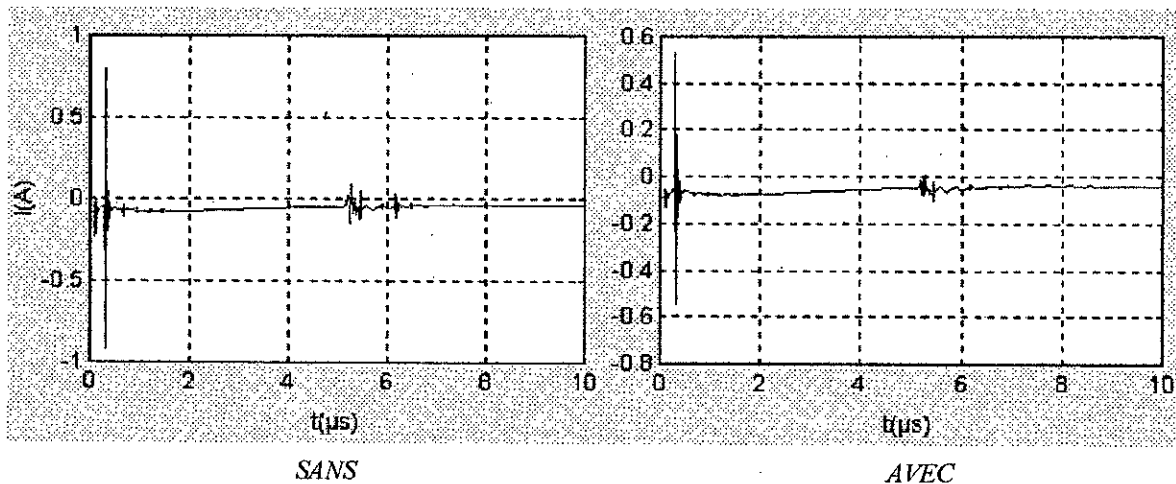


Figure V.2 : Courants parasites avec et sans écran 100V/10A

Les relevés temporels montrent l'influence de l'écran sur l'amorçage et le blocage. Nous constatons bien une réduction de l'impulsion lors de la mise en conduction. La présence de l'écran augmente la capacité parasite de la ligne négative d'alimentation vis à vis du châssis et favorise la transmission des parasites liés à cette voie.



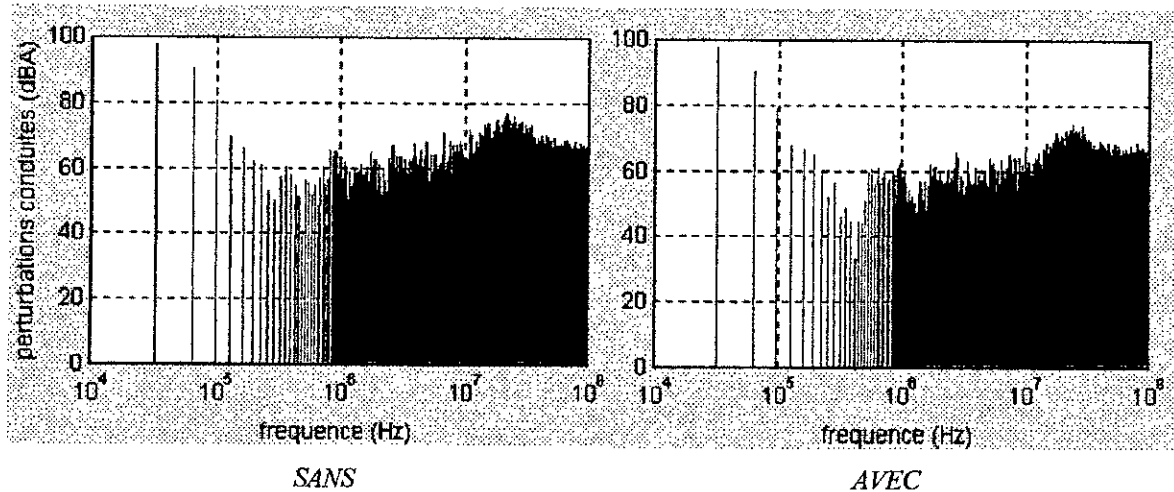


Figure V.3 : Spectres avec et sans écran 100V/10A

Nous constatons une atténuation sensible d'environ 5 à 7db sur une gamme de fréquence allant jusqu'à 20MHz ; L'efficacité du dispositif décroît ensuite. Ce dispositif associé au contrôle de la vitesse de commutation de l'interrupteur peut améliorer le niveau de bruit.

#### V.2.2. Blindage :

Toujours au sein du convertisseur, il est possible de limiter les couplages occasionnés par les conducteurs du circuit imprimé par une implantation dont les principes sont bien connus des concepteurs de circuits numériques rapides [2] : constitution de plans de masse à potentiel fixe, câblage multicouche avec couche écran. Les conducteurs de sortie du convertisseur sont susceptibles de perturber s'ils sont soumis à une variation de potentiel. La liaison du châssis du convertisseur à la terre intervient alors dans ce cas. Le schéma équivalent décrivant le mode de propagation dû aux conducteurs extérieurs est représenté ci-dessous :

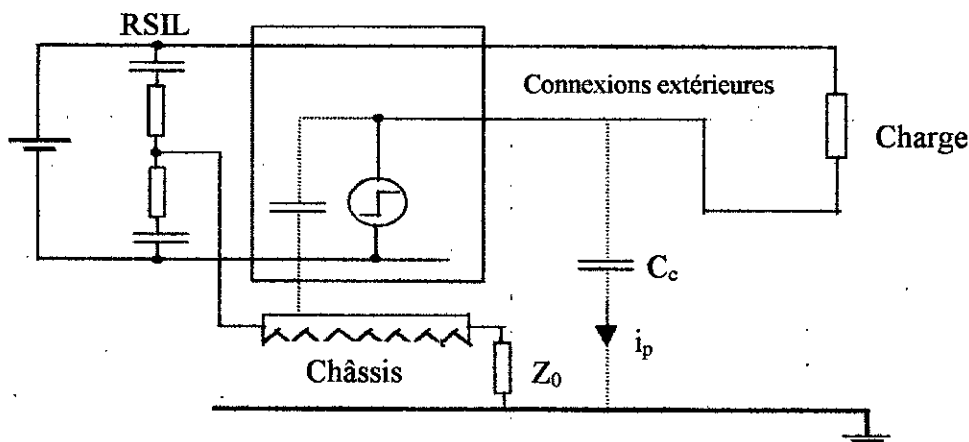


Figure V.4 : Schéma équivalent pour l'influence des liaisons

Nous remarquons que selon la valeur de  $Z_0$ , la contribution de la capacité parasite  $C_c$  des conducteurs peut devenir importante :

$$i_p = \frac{V_k}{Z_0 + \frac{1}{p.C_c}} \quad (V.2)$$

nous avons donc intérêt à ne pas connecter le dissipateur à la terre pour augmenter l'impédance de fermeture des courants parasites couplés capacitivement par les conducteurs extérieurs. Cette technique est cependant contestable du point de vue de la sécurité de l'utilisateur !

La réduction de l'influence de ces conducteurs consiste à blinder les conducteurs et porter le blindage à un potentiel fixe, le dissipateur est relié à la terre, comme l'indique la figure suivante :

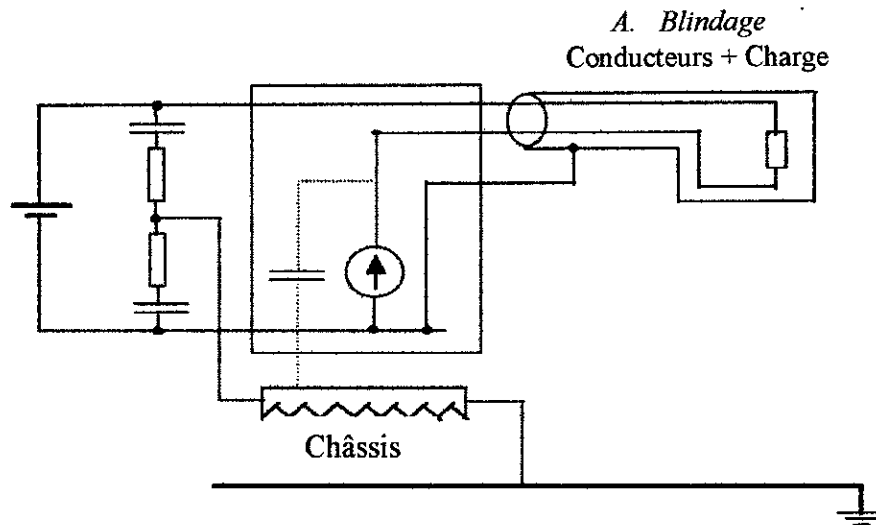


Figure V.5 : Blindage des conducteurs soumis à  $dV/dt$

Les courbes suivantes montrent l'évolution spectrale obtenue sur l'hacheur à commutation forcée selon que les conducteurs de sortie sont blindés ou non.

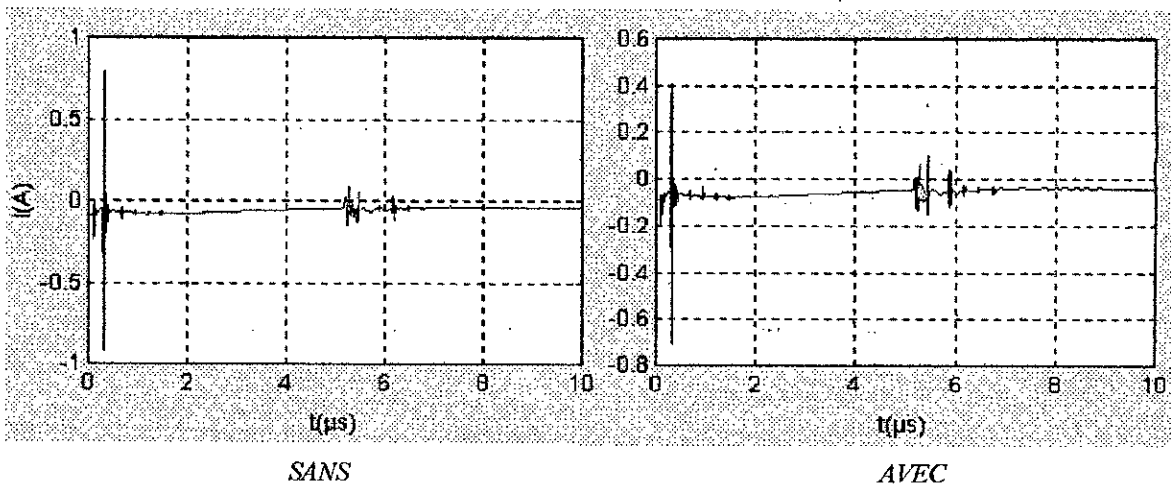


Figure V.6 : Courants parasites avec et sans blindage 100V/10A

Les relevés temporels (figure V.6) montrent le courant parasite au blocage et à l'amorçage, avec et sans le dispositif de blindage. Celui-ci permet de nettement réduire la transmission de l'oscillation parasite. Par contre le blocage crée peu ou pas de courant parasite par cette voie et il n'est donc pas modifié par le blindage.

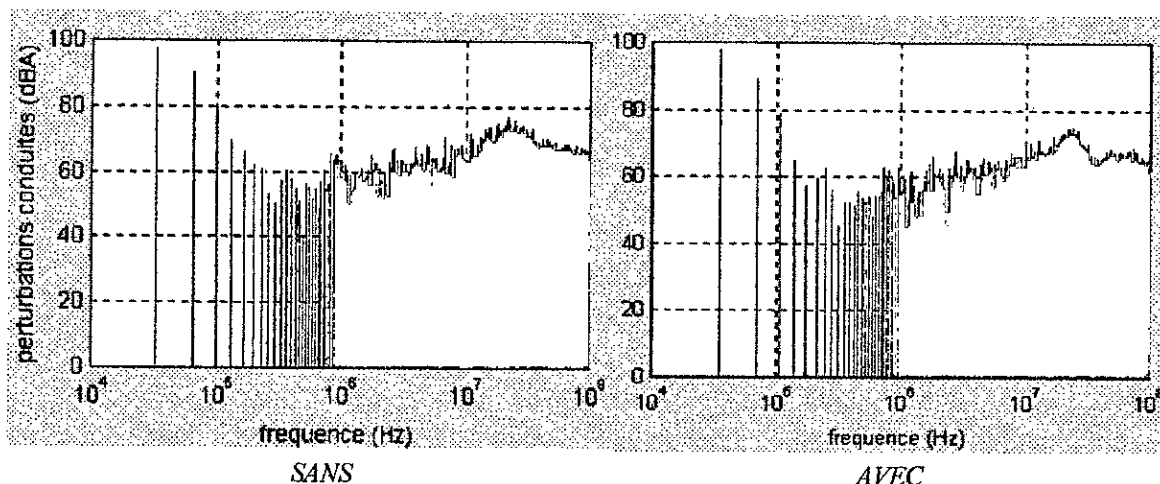


Figure V.7 : Spectres avec et sans blindage 100V/10A

Le gain obtenu est significatif, de 3 à 7db dans la gamme de fréquence 10-100MHz. Le blindage des liaisons permet la limitation du couplage capacitif en conservant la connexion de sécurité à la terre.

### V.3. Principe de la compensation des courants parasites :

Les dispositifs présentés jusqu'ici agissent soit par réduction des contraintes dynamiques, sources de courants parasites, soit par limitation des phénomènes de couplage.

L'idée de compensation consiste à créer un courant identique au courant parasite élaboré à partir des mêmes variation de tension, puis d'effectuer la différence dans le châssis du convertisseur [3].

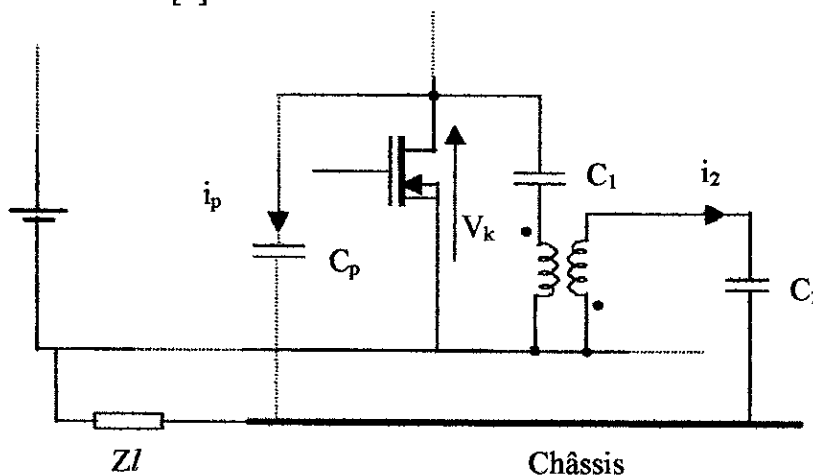


Figure V.8 : Compensation de  $dV_k/dt$

Nous avons pu constater que l'évolution de la tension  $V_k$  aux bornes de l'interrupteur associée à la capacité parasite de boîtier est une source majeure de perturbation. Nous présentons un procédé de compensation des courants parasites générés par cette voie.

Le schéma équivalent électrique du système est représenté ci-dessous. La capacité  $C_1$  est placée au primaire du transformateur,  $C_p$  est la capacité parasite, la capacité  $C_2$  assure la fermeture du secondaire sur l'impédance de propagation  $Z_1$  du courant parasite.

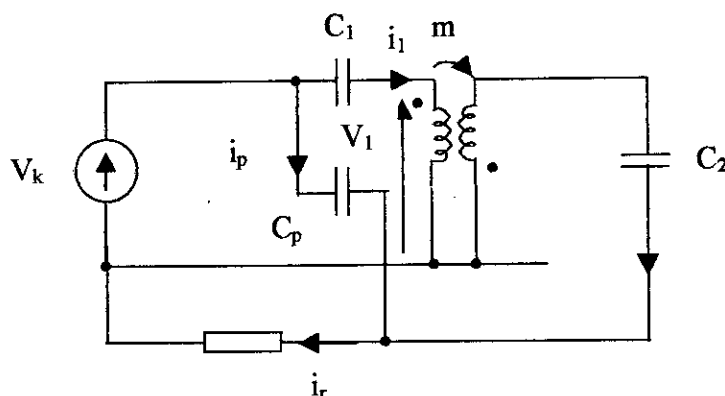


Figure V.9 : Schéma électrique équivalent de la compensation

On obtient l'expression des différents courants ci-dessous :

$$i_p = \frac{V_k}{Z_1 + \frac{1}{pC_p}} \quad (V.3)$$

$$i_2 = \frac{mV_k}{Z_1 + \frac{1}{pC_1} \cdot \left(1 + \frac{C_1}{m^2 \cdot C_2}\right)} \quad (V.4)$$

$$i_r = V_k \cdot \left( \frac{1}{Z_1 + \frac{1}{pC_p}} - \frac{m}{Z_1 + \frac{1}{pC_1} \cdot \left(1 + \frac{C_1}{m^2 \cdot C_2}\right)} \right) \quad (V.5)$$

Le choix de  $m=1$  semble nécessaire pour que le courant  $i_2$  voit la même impédance  $Z_1$  que  $i_p$ . On constate alors que la condition d'annulation de  $i_r$  s'écrit :

$$C_p = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (V.6)$$

Le courant parasite de mode commun est parfaitement compensé. Le choix de  $C_1$  et  $C_2$  est dicté par la tension  $V_1$  appliquée au primaire :

$$V_1 = \left( \frac{Z_1 + \frac{1}{p.C_2}}{Z_1 + \frac{1}{p.C_p}} \right) V_k = \left( \frac{Z_1 + \frac{1}{p.C_2}}{Z_1 + \frac{1}{p.C_2} \cdot \frac{C_1 + C_2}{C_1}} \right) V_k \quad (V.7)$$

L'impédance  $Z_1$  intervient dans le choix des condensateurs ; dans le cas des prototypes, nous avons choisi  $C_2 \gg C_1$  et  $C_1$  ajustable.

Le calcul précédent suppose le transformateur parfait, la source de perturbation et l'impédance de couplage nettement identifiées.

En premier lieu le transformateur présente une impédance interne  $Z_1$  qui rend la condition d'annulation précédente théoriquement impossible :

$$i_2 = - \frac{m V_k}{Z_1 + Z_1 + \frac{1}{p.C_1} \cdot \left( 1 + \frac{C_1}{m^2.C_2} \right)} \quad (V.8)$$

L'effet est particulièrement sensible en présence de gradients de  $V_k$  importants, l'impédance  $Z_1$  provoque le déphasage du courant  $i_2$  par rapport à  $i_p$ , le courant résultant pouvant alors être plus important que le courant  $i_p$  initial.

Nous chercherons donc à réaliser un transformateur à faible fuites, avec un nombre de spires faible, d'où la recherche d'une tension  $V_1$  faible et donc de  $C_2$  grand.

En seconde lieu, le système réel n'est pas aussi clairement localisé que sur le schéma équivalent. Les sources de potentiels variables et les capacités de couplages sont multiples. Le schéma équivalent doit être complété comme représenté ci-dessous si l'on veut faire intervenir les capacités de conducteur et les sources secondaires de mode commun :

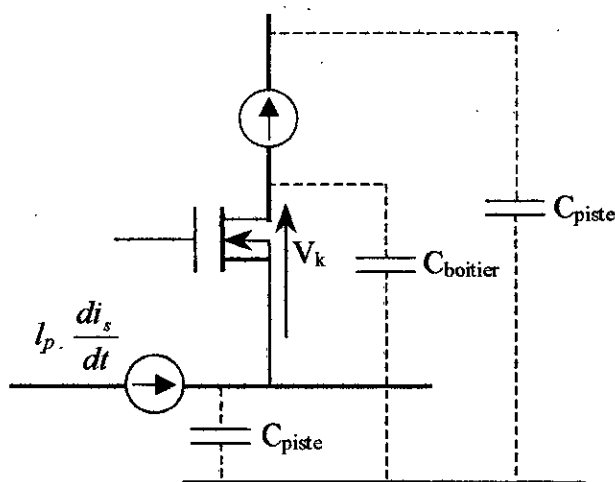


Figure V.10 : Schéma équivalent complexifié

Il semble donc difficile de pouvoir compenser les sources de bruit, et seules les principales le seront : l'interrupteur et la diode de roue libre. Par ailleurs, un choix adéquat de la tension vue au primaire du transformateur de compensation permet d'optimiser la compensation des sources secondaires.

Nous pouvons mettre à profit le système de compensation pour effectuer la compensation d'un autre potentiel fortement variable comme celui de la diode de roue libre par exemple. La figure suivante représente le dispositif complet de la compensation.

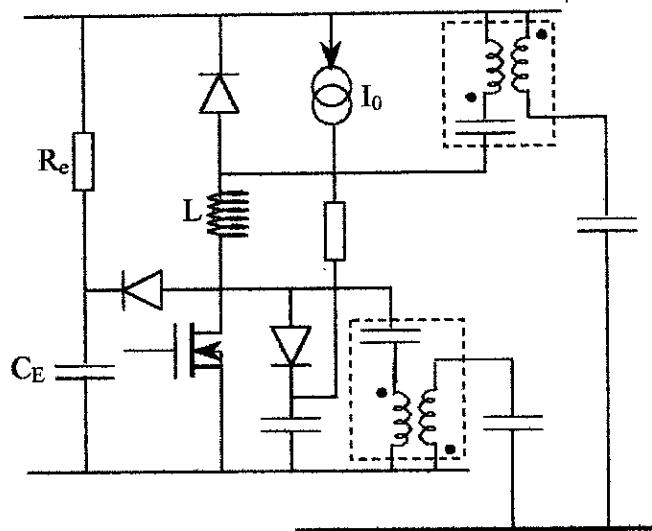


Figure V.11 : Schéma complet de compensation

Les courbes suivantes présentent les résultats comparatifs obtenus avec et sans le dispositif de compensation.

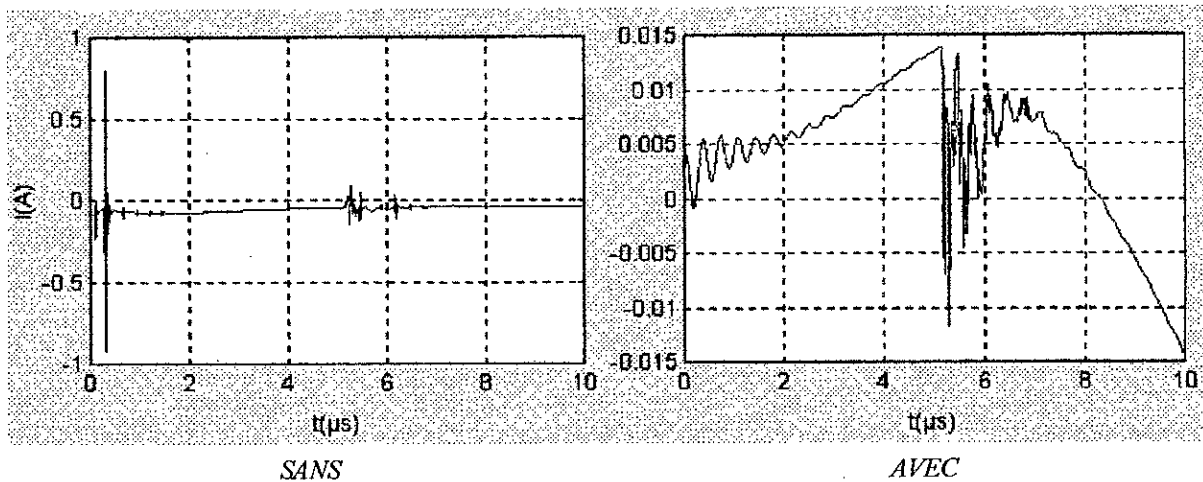


Figure V.12 : Courants parasites avec et sans compensation 100V/10A

Nous constatons globalement une nette amélioration tant au niveau fréquentiel que temporel. L'impulsion apparaissant à l'amorçage est fortement réduite mais la phase de blocage reste polluante. Le principe de la compensation est efficace, les

composants d'assistance sont sources de régimes oscillants à très hautes fréquence, difficilement compensables.

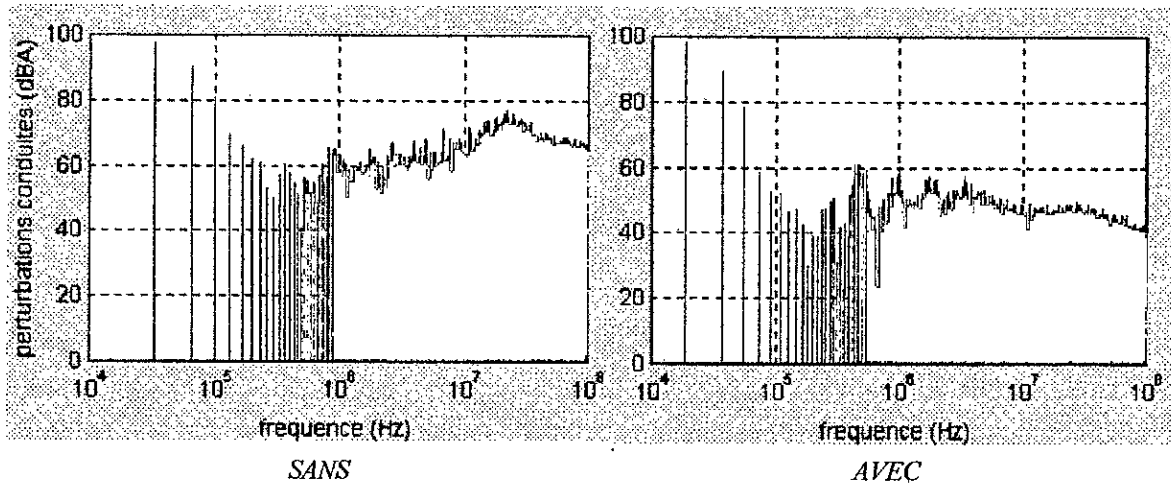


Figure V.13 : Spectres avec et sans compensation 100V/10A

#### V.4. Filtrage :

Nous avons pu montrer que le courant parasite est principalement du au courant absorbé par le convertisseur.

Nous avons représenté ci-dessous les spectres et les relevés temporels correspondant à un filtrage supposé idéal (capacité  $C_e$  idéale).

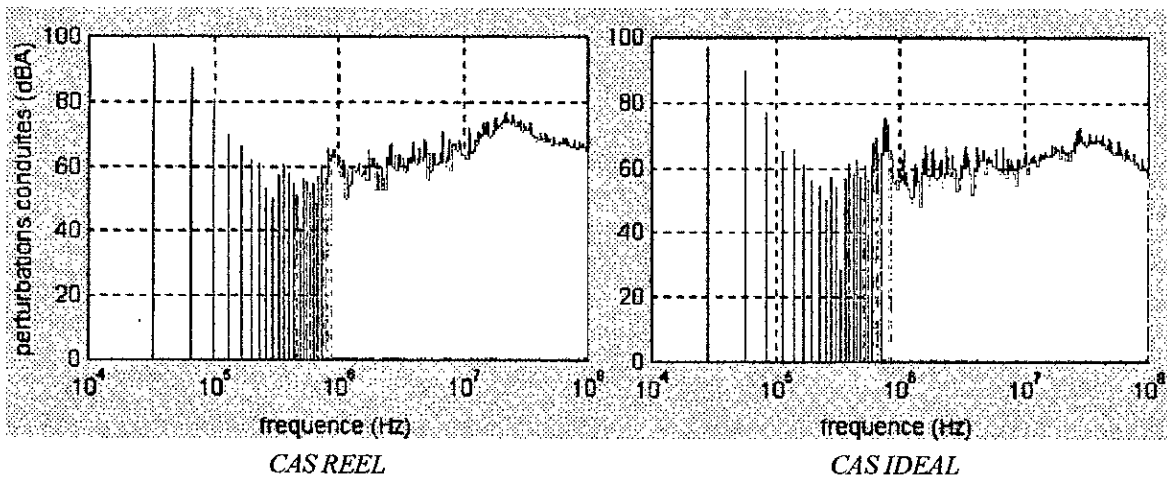


Figure V.14 : Spectres sans et avec filtrage idéal

Nous pouvons constater une amélioration de 5 à 10db dans la gamme de fréquence 10-100MHz. Donc le filtrage est un procédé de réduction des courants parasites et ses limites proviennent des imperfections des ses composants.

### V.5. Conclusion :

La stratégie de réduction des courants parasites émis par un convertisseur statique passe par plusieurs considérations :

- ☐ L'utilisation d'écrans et de blindages électrostatiques permet de minimiser les courants parasites, comme nous avons pu le montrer.
- ☐ Le principe de la compensation des courants de mode commun est très intéressant pour des gradients de potentiels inférieurs à  $10\text{kV}/\mu\text{s}$ , au-delà, les termes parasites de la compensation limitent son efficacité et peuvent même augmenter le niveau de bruit.
- ☐ Un filtrage adapté.
- ☐ La conception initiale du convertisseur doit intégrer la minimisation des couplages capacitifs, en éloignant par exemple les conducteurs soumis à potentiels variables des châssis ou dissipateurs.
- ☐ De même, le concepteur devra veiller à introduire le minimum d'inductances parasites dans les composants de câblages (circuit imprimé), de façon à limiter les régimes parasites "électriques" du convertisseur.
- ☐ Enfin, la commande des interrupteurs doit être optimisée pour réaliser un compromis entre le bruit résultant et les pertes par commutation.

L'utilisation de ces multiples procédés et considérations doit permettre une réduction importante des niveaux de bruits en optimisant son coût.



**Bibliographie :**

- [1] MARDIGUIAN « L'antiparasitage des alimentations à découpage » Electronique de puissance n°13 et 14.
- [2] HEWLET PACKARD « Desining for electromagnetic compatibility » Application support division, septembre 1989.
- [3] F. COSTA, « Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence », Thèse de doctorat de l'université de PARIS-SUD ORSAY, avril 1992.

### ***Conclusion générale :***

L'administration des télécommunications allemande a réalisé une étude montrant une augmentation annuelle du niveau moyen de bruit rayonné d'environ 3dB, faisant apparaître la nécessité de normes de plus en plus sévères. Une origine citée est la multiplication des dispositifs à commutation bas niveaux (systèmes numériques) et hauts niveaux (alimentations à découpage). La compréhension de ces phénomènes de pollution électromagnétique apparaît donc indispensable pour en assurer le contrôle : l'objectif de ce travail se situe dans cette perspective.

Cette étude a permis d'éclaircir quelques aspects des phénomènes indésirables rencontrés dans les convertisseurs statiques, que l'on a coutume de ranger rapidement sous le terme de signaux parasites et qui provoquent soit mépris soit désespoir !

Ces courants ou tensions sont la manifestation d'une énergie résiduelle localisée dans les termes réactifs d'imperfection des composants actifs ou passifs usuels. Dans les premiers dispositifs à commutation fonctionnant à basse fréquence et avec des contraintes dynamiques réduites, la gestion de cette énergie résiduelle fut résolue par des solutions de filtrage ou de blindage, attestant de l'importance des niveaux émis.

L'émergence de nouveaux composants plus rapides, de coût réduit et la meilleure compréhension de l'adéquation composants/structures ont permis l'amélioration constante des performances des convertisseurs statiques sur le plan électrique, ainsi que leur généralisation dans les systèmes d'alimentation électrique. Mais cette évolution s'est parallèlement accompagnée d'une augmentation du caractère polluant des systèmes à commutation. De fait, les effets dynamiques atteignent des niveaux tels qu'ils révèlent les moindres imperfections telles les inductances ou capacités parasites. Les structures sont peuplées de composants invisibles mais dont les effets perturbateurs ne sont que trop visibles voire audibles !.

Au travers de structures volontairement simplifiées d'un équipement électronique, nous avons pu mettre en évidence la spécificité de chaque mode de commutation dans la création des perturbations et suivre leurs évolutions en fonction des paramètres de réglage du convertisseur. Nous avons progressivement pu comprendre et analyser les mécanismes de génération et de transmission des courants parasites. Ces phénomènes ont été assez bien vérifiés par simulation, mais ont révélé les limitations des logiciels en ce domaine : qualité des modèles et absence de prise en compte des effets non linéaires. La méthode consiste à construire un schéma équivalent de type circuit à composantes localisées, toute la difficulté réside dans la détermination précise de ces impédances. Enfin, nous avons montré la possibilité de réduction des perturbations grâce à des dispositifs passifs réduisant les capacités de couplage, ou par des dispositifs actifs de compensation qui sont les plus efficaces.

Cette recherche n'étant qu'une première étape dans la quantification des perturbations conduites en électronique de puissance, il faut s'attacher à développer les points suivants :

- ☐ Etudier d'une manière plus fine tous les couplages inductifs et capacitifs présents dans les circuits électriques. En effet, de part la nature des interrupteurs utilisés, de nombreux couplages capacitifs (conducteur/conducteur, conducteur/plan de masse) ont été négligés.
  
- ☐ Compléter cette analyse, en insérant la (ou les) cellule de commutation utilisée, dans un environnement électrique réel, ceci en leur adjoignant un redresseur, puis un transformateur. Cette étude sera décomposée en modules élémentaires, les résultats partiels seront rassemblés afin de reconstituer, à priori, le bruit total conduit par l'ensemble du dispositif.
  
- ☐ Amélioration des modèles de composants actifs (diodes et transistors) et définition de modèles de composants non linéaires (effet de peau) pour les conducteurs.

A terme il, serait souhaitable d'imaginer le développement d'un logiciel d'analyse des perturbations conduites et rayonnées.

## **Bibliographie générale**

### **Bibliographie du chapitre I :**

- [1] F. COSTA, « Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence », Thèse de doctorat de l'université de PARIS-SUD ORSAY, avril 1992.
- [2] A. PUZO, « Contribution à l'étude des perturbations rayonnées dans les convertisseurs statiques haute fréquence », Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, juin 1992.
- [3] A. CHROY, « Parasites et Perturbations des Electroniques », Edition Dunod.
- [4] F. CHAUVET, « Compatibilité Electromagnétique », Technique de l'Ingénieur, D1 900-E3 750.
- [5] La DIRECTIVE 89/336/CEE.
- [6] Les Principales Normes EUROPEENNES.

### **Bibliographie du chapitre II :**

- [1] F. OMS, « Simulation numérique des convertisseurs statiques, prise en compte des modèles fins de composants dans le logiciel SCRIPT », Thèse de doctorat de l'université de Toulouse, novembre 1990.
- [2] F. COSTA, « Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence », Thèse de doctorat de l'université de PARIS-SUD ORSAY, avril 1992.
- [3] L. HUMBERT, « Influence du vieillissement des composants constituant une cellule de commutation sur sa signature électromagnétique », Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, avril 1999.
- [4] A. PUZO, « Contribution à l'étude des perturbations rayonnées par les convertisseur H.F », Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, juin 1992.
- [5] J. DE NEEF, « Les lignes micro-ruban », Electronique application n° 10/11/12.
- [6] F. GARDIOL, « Traité d'hyperfréquences », éditions Dunod.

**Bibliographie du chapitre III :**

[1] F. COSTA, « Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence », Thèse de doctorat de l'université de PARIS-SUD ORSAY, avril 1992.

[2] A. PUZO, « Contribution à l'étude des perturbations rayonnées par les convertisseur H.F », Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, juin 1992.

[3] Paul W. Tuinenga, « Guide pour l'analyse et la simulation de circuits avec PSpice », Edition MASSON.

**Bibliographie du chapitre IV :**

[1] F. COSTA, « Perturbation électromagnétique haute fréquence dans les convertisseurs statiques », Ecole Normale Supérieure de CACHAN, septembre 1995.

[2] A. AZOULAY & J. P. CHARLES, « Méthode de mesures de compatibilité électromagnétique », note technique NT/PAB/ETR/693 du CENT, février 1985

[3] J.P. CHARLES, « Mode de détection en analyse spectrale », note technique NT/PAB/ETR/759 du Cent, novembre 1987.

[4] F. COSTA, « Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence », Thèse de doctorat de l'université de PARIS-SUD ORSAY, avril 1992.

[5] A. PUZO, « Contribution à l'étude des perturbations rayonnées par les convertisseur H.F », Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, juin 1992.

**Bibliographie du chapitre V :**

[1] MARDIGUIAN « L'antiparasitage des alimentations à découpage » Electronique de puissance n°13 et 14.

[2] HEWLET PACKARD « Desining for electromagnetic compatibility » Application support division, septembre 1989.

[3] F. COSTA, « Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence », Thèse de doctorat de l'université de PARIS-SUD ORSAY, avril 1992.

## **Résumé :**

L'évolution de la technologie et des structures des convertisseurs statiques à permis d'augmenter les fréquences de commutation ainsi que les performances électriques. Cependant, leur niveau de perturbations tant rayonnées que conduites s'est fortement accru, posant les problèmes technico-économiques d'insertion dans un environnement électrique. Cette étude évalue les perturbations conduites dans une structure d'hacheur à commutation forcée haute fréquence (100kHz-1kW). L'évaluation permet de déterminer l'évolution des courants parasites en fonction des paramètres électriques. L'étude a mis en évidence l'importance des composants parasites associés aux composants du convertisseur, ils ont fait l'objet d'une étude détaillée. Les mécanismes d'apparition et de couplage des parasites sont abordés au travers d'une étude analytique, corroborée par simulation numérique. Il fournit un outil pour aborder l'étude de structures plus complexes. Enfin, une partie du travail est consacrée aux moyens de réduire les niveaux de perturbations : réduction des couplages et compensation des parasites.

## **Mots clefs :**

Convertisseur statique, perturbations conduites, compatibilité électromagnétique, composants parasites.

## **Abstract :**

The evolution of the technology and structures of static converter has increased the swithing frequencies and electrical performances. However, the level of electrical perturbations has grown too, creating technical and economical problems according to electrical environment. This study evaluates conducted perturbations in high frequency converter (100kHz-1kW). This work enables to define the parameters involved in parasitic generation and precises the evolution of stray currents according to electrical and driving parameters. The generating and coupling mecanisms of parasitic currents are explained in an analytical way, verified by numerical simulations. They are used as tools to solve more complex structures. At last, a part of this work concerns the reduction of the level of perturbations : reducing parasitic couplings and a new compensation method.

## **Words keys :**

Static converter, conducted perturbations, electromagnetic compatibility, parasitic components.

## **ملخص:**

نظرا لتطور المحولات الكهربائية وازدياد تواترها ، قد لوحظ ارتفاع في نسبة الاضطرابات المنتقلة و المشعة التي تطرح مشاكل تكنولوجية و مادية . خلال هذه الدراسة قد تمكنا من ملاحظة تطورات الاضطرابات الكهرومغناطيسية لمحول مسيهر ذات تواتر عالي ( 100 هرتز - 1 كيلوواط ) من خلال الخصائص الكهربائية . أخيرا قمنا بطرح وسائل تكنولوجية لتحديد شدة هذه الاضطرابات : تحديد الروابط الكهربائية ، و التعويض الكهربائي .

## **الكلمات المفتاحية :**

محول ثابت - الاضطرابات المنتقلة - التجانس الكهرومغناطيسي - مركبات طفيلية .