

5/01

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE D'ALGER



Département de Génie Electrique
Filière Electrotechnique

Projet de fin d'étude pour l'obtention du diplôme
D'Ingénieur d'Etat en ELECTROTECHNIQUE

TOME

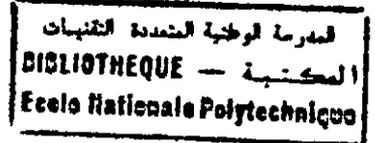
ETUDE DES PERTURBATIONS CONDUITES
GENEREES PAR
UN HACHEUR QUASIRESONNANT

Etudié par :
M^r DJEMA Rabah

Proposé et dirigé par :
M^r R. TAJMI

DIJEMA

J. Zent



Que ma très chère mère, et mon très cher père 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 que j'aime beaucoup, à ma grand-mère,

A mes amis : Bessam, Abdou, Djamel qui sont en France,

A tout mes amis sans exception.

Rabah

Avant- propos

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au laboratoire de Machine Electrique au sein du département de Génie Electrique de l'Ecole Nationale Polytechnique.

Nous adressons nos sincères remerciements et notre profonde gratitude au promoteur, Monsieur R.TAHMI, pour l'aide qu'il nous a apportée, 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.

Nous tenons à remercier également Messieurs les membres de Jury, pour l'honneur qu'il nous ont fait pour accepter de siéger à notre soutenance.

Nous remercions à nos confrère et mes amis de la promotion.

Merci à toute l'équipe de la bibliothèque et la périodique pour leur coopération.

Nous tenons à remercier tous les membres du bureau d'étude ADS et tous ceux qui nous ont aidé à élaborer ce modeste travail.

SOMMAIRE



Introduction générale.....	1
Chapitre I : La Compatibilité Electromagnétique (CEM).	
I.1. Introduction	3
I.2. Caractéristiques des perturbations électromagnétiques	4
I.3. Différents types des perturbations électromagnétiques	5
I.3.1. Les harmoniques.....	5
I.3.2. Fluctuations de tension	5
I.3.3. Creux de tension et coupure brèves.....	5
I.3.4. Surtensions et chocs de foudre.....	6
I.3.5. Décharges électrostatiques	6
I.3.6. Déséquilibre de phases	7
I.4. Mode de transmission des perturbations.....	7
I.4.1. perturbation conduite	8
I.5. Les couplages	11
I.5.1 Couplage par conduction	11
a) Couplage par conduction directe	11
b) Couplage par impédance commune	11
I.5.2. Couplage capacitif carte à châssis	12
I.5.3. Couplage par diaphonie	13
a) Le couplage par diaphonie inductive (ou magnétique)	13
b) Le couplage par diaphonie capacitive (ou électrostatique)	13
I.5.4. Le couplage par champ	15
a) Couplage champ à câble	15
b) Couplage champ à boucle	15
I.6. Normes et réglementation	16
I.6.1. Directives et normes	18
I.7. La CEM en électronique de puissance	21
I.8. Conclusion	22
Bibliographie	23

CHAPITRE II : Dimensionnement et Analyse du Fonctionnement du Hacheur Quasi-Résonnant

II.1.Aspect Général	24
II.2. Dimensionnement du hacheur Quasi Résonnant.....	24
II.3 Topologie du convertisseur.....	26
II.4.Représentation des effets parasites dans le convertisseur	27
II.4.1. Prise en compte des éléments actifs.....	27
a) Modélisation des éléments actifs	28
II.4.2. Prise en compte des éléments passifs	30
II.4.3. Prise en compte du couplage	32
a) Couplages capacitifs dus aux composants de câblage	32
b) Couplages capacitifs dus aux composants actifs	34
II.5. Simulation du fonctionnement du hacheur	37
II.5.1.Présentation du logiciel de simulation	37
II.5.Analyse microscopique des commutations	39
II-5-a). Phase de blocage	40
II.5.b) Phase d'amorçage	42
III.6.Conclusion	45
Bibliographie	46

Chapitre III : Etude quantitative des Perturbations Conduites du Hacheur Quasi Résonnant

III.1.Contexte d'évaluation	47
III.2. Les paramètres influents sur les perturbations.....	49
III.3. Mesure des perturbations conduites	50
III.3.1 Perturbations conduites au point nominal	51
III.4.2 Influence de la tension d'alimentation	54
III.4.3. Influence de la vitesse de commutation	56
III.4.4 nfluence de la fréquence de découpage.....	58

III.5. Influence des circuits d'aide à la commutation	61
III.6. Influence du mode de commutation	63
III.6.1. Le hacheur à commutation forcée	63
III.6.2. Analyse des perturbations conduites des convertisseurs	66
III.7. Synthèse sur les relevés	69
Bibliographie.....	70

CHAPITRE IV : Réduction des Perturbations Conduites dans le Hacheur Quasi-Résonnant

IV.1. Introduction.....	72
IV.2. Réduction des modes de couplages	72
IV.2.1. Ecran électrostatique	72
IV.2.2. Blindage	74
IV.3. Principe de la compensation des courants parasites	78
IV.4. Filtrage	83
IV.5. Conclusion	84
Bibliographie	85

Introduction générale :

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

Le principe de la Compatibilité Electro-Magnétique (CEM) consiste à permettre le fonctionnement correcte et optimal de tout dispositif électrique en présence d'autres, chacun étant en fonctionnement nominal. Autrement dit, c'est le droit pour chacun de « vivre » sans « gêner » son voisin et sans être gêné par lui. De cette définition découlent trois pôles d'intérêt : l'étude des sources de perturbations, celle des moyens de leur propagation et enfin, l'impact de ces perturbations sur une « victime », ce qui relève du domaine de la susceptibilité électromagnétique (SEM).

Une perturbation électromagnétique est un phénomène occasionné par la source et qui va induire des tensions ou des courants indésirables dans la victime. Les variations rapides des tensions et des courants (dV/dt , dI/dt) sont les principales causes de ces perturbations. La source peut être naturelle comme la foudre ou une décharge électrostatique, elle peut être artificielle, ou produites par tout dispositif électrique : moteur, contacteur, radar, etc...).

La prise en considération de la compatibilité électromagnétique dans la conception des équipements électriques en général et des convertisseurs statiques en particulier, est devenue une réalité plus au moins bien maîtrisée mais exigée par les différentes normes internationales établies dans ce contexte.

En électronique de puissance le travail de la CEM consiste à comprendre et analyser les phénomènes parasites dans les équipements électriques, afin de mieux les contrôler et réduire leurs effets néfastes, mais également la recherche des solutions et de règles de conception applicables industriellement, dans la perspective contraignante de normes CEM auxquelles doivent satisfaire tous les appareils électriques.

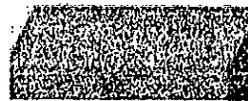
Notre travail consiste à étudier les perturbations électromagnétiques conduites dans un hacheur quasi-résonnant, un convertisseur statique largement utilisé dans les montages d'électronique de puissance.

Pour cela, dans le premier chapitre, nous présentons la compatibilité électromagnétique d'une manière générale et dans le monde de l'électronique de puissance en particulier. Nous rappelons aussi, les différentes sources de perturbations, les modes de couplage et de propagation de ces perturbations.

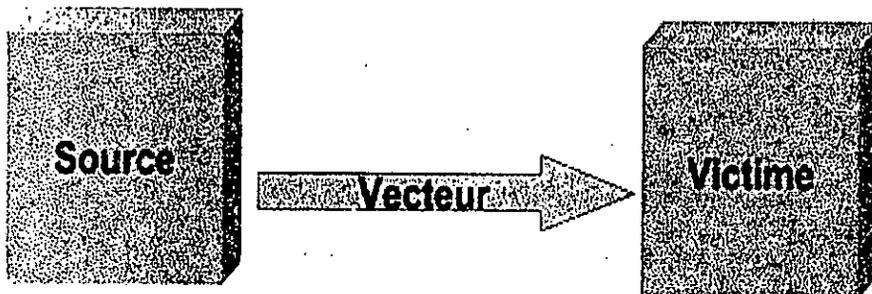
Le deuxième chapitre traite, après avoir modéliser les différents composants actifs et passifs ainsi que les éléments du câblage du convertisseur d'étude, l'analyse électrique des commutations ce qui permet d'avoir une idée préalable sur la génération des perturbations conduites.

Le chapitre trois, illustre l'analyse des perturbations conduites générées par le hacheur quasi-résonnant, en fonction des paramètres électriques. Les résultats de simulation correspondant sont donnés dans le domaine temporel et fréquentiel.

Enfin, le chapitre quatre présente quelques moyens de réduction de perturbations électromagnétiques conduites en introduisant le concept de compensation, et en proposant des solutions techniques pour réduire les couplages.



CHAPITRE I
LA COMPATIBILITE
ELECTROMAGNETIQUE (CEM)



Chapitre I :

La Compatibilité Electromagnétique (CEM).

I.1. Introduction :

La compatibilité électromagnétique (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, liés à l'activité domestique et industrielle, entraînaient des perturbations de plus en plus importantes. Ces conséquences entraînèrent la mise en place de normes et d'instances internationales chargées de définir et de contrôler les niveaux de perturbations radio-électriques, citons le CISPR (Comité International Spécial Pour les Radio-perturbations) faisant partie de CEI (Comité Electrotechnique International). Il établit des recommandations relatifs à la protection des transmissions radio et TV, servant de bases aux normes internationales et nationales. En France les premiers textes législatifs datent de 1933.

L'augmentation la plus significative des d'interférences est apparue avec l'invention des composants électroniques à haute densité, tels que le transistor dans les années 1950, le circuit intégré dans les années 1960, et les puces à microprocesseur dans les années 1970. par ailleurs, le spectre fréquentiel utilisé devient beaucoup plus large, afin de subvenir a des besoins de plus en plus croissants de transmission de l'information.

Le principe de la compatibilité électromagnétique (CEM) consiste à permettre le fonctionnement correcte et optimal de tout dispositif électrique en présence d'autres, chacun étant en fonctionnement nominal. Autrement dit c'est le droit de chacun de « vivre » sans « gêner » son voisin. De cette définition découlent trois pôles d'intérêt : l'étude des sources de perturbations, l'étude des couplages et, enfin, l'étude de l'impact des perturbations sur une « victime », domaine de la susceptibilité électromagnétique (SEM).

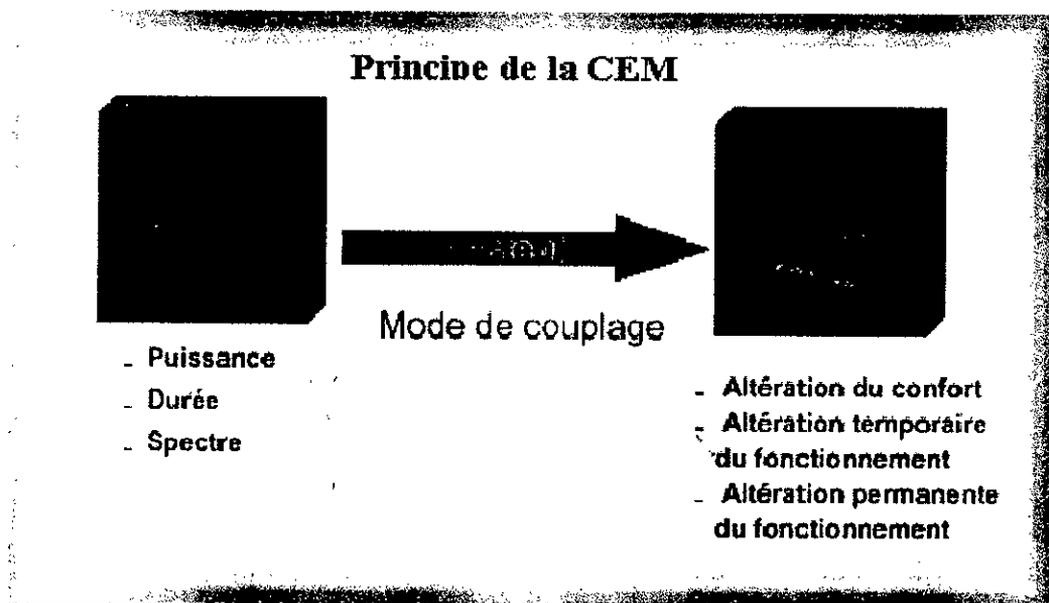


Figure I.1 : Principe de la Compatibilité ElectroMagnétique

Pour atténuer les niveaux de 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 [1]. Ces dernières années, plusieurs facteurs se sont conjugués pour augmenter l'importance de la CEM :

- ▣ perturbations de plus en plus importantes liées à l'augmentation du niveau et du gradient de la tension et de l'intensité,
- ▣ circuits à niveau d'énergie de plus en plus faible, donc de plus en plus sensibles,
- ▣ distances entre les circuits sensibles (souvent électroniques) et les circuits perturbateurs (souvent de puissance) qui se réduisent.
- ▣ explosion du nombre des matériels de télécommunication.

I.2 . Caractéristiques des perturbations électromagnétiques :

Une perturbation électromagnétique se traduit par l'apparition d'un signal électrique indésirable venant s'ajouter au signal utile. C'est ce signal inopportun qui peut dégrader le fonctionnement d'un équipement.

Les sources des émissions électromagnétiques peuvent être d'origine :

- ▣ naturelle : atmosphériques, galactiques, solaires, bruit thermique terrestre...
- ▣ artificielle. Parmi ces sources, certaines sont :
 - intentionnelles : émetteurs radioélectriques, fours micro-onde, fours à induction
 - non intentionnelles : systèmes d'allumage des moteurs à explosion, tous les systèmes d'enclenchement et de coupure d'un signal électrique, lampes à décharge, horloge des systèmes informatiques.

Les perturbations électromagnétiques peuvent également être classées selon le niveau de fréquence du signal perturbateur :

▣ Perturbations basse et moyenne fréquence, elles se propagent essentiellement sous forme conduite par les câbles. Elles durent souvent quelques dizaines de ms, voire permanentes dans le cas d'harmoniques. L'énergie conduite peut être importante, se traduisant en plus du dysfonctionnement par un risque de destruction du matériel.

▣ Perturbations haute fréquence, elles se propagent essentiellement dans l'air sous forme rayonnée. Elles sont caractérisées par un front de montée très court (<10ns), elles peuvent être permanentes dans le cas du redressement ou de signaux d'horloge. L'énergie conduite est faible et se traduit par le risque de dysfonctionnement du matériel environnant.

I.3. Différents types des perturbations électromagnétiques :

Les principaux phénomènes perturbateurs à prendre en compte vis à vis de la CEM sont développés ci après :

I.3.1. Les harmoniques

Les harmoniques est une source de perturbations qui peut être permanente. Tout conducteur traversé par un courant électrique rayonne un champ magnétique H . Si un conducteur électrique formant une boucle S est traversé par le champ magnétique H , toute variation de H va y induire une f.é.m. entraînant la circulation d'un courant de perturbateur dans le circuit.

La perturbation est proportionnelle à la variation de dH / dt . Elle devient importante pour des phénomènes transitoires rapides et lorsque la surface de boucle est importante.

I.3.2. Fluctuations de tension

Il s'agit de variations de tensions qui restent dans la limite de $\pm 10\%$. Elles sont provoquées essentiellement par toutes les machines à fort courant. Les conséquences sur certains récepteurs, comme l'éclairage, peuvent provoquer des flickers (papillotements).

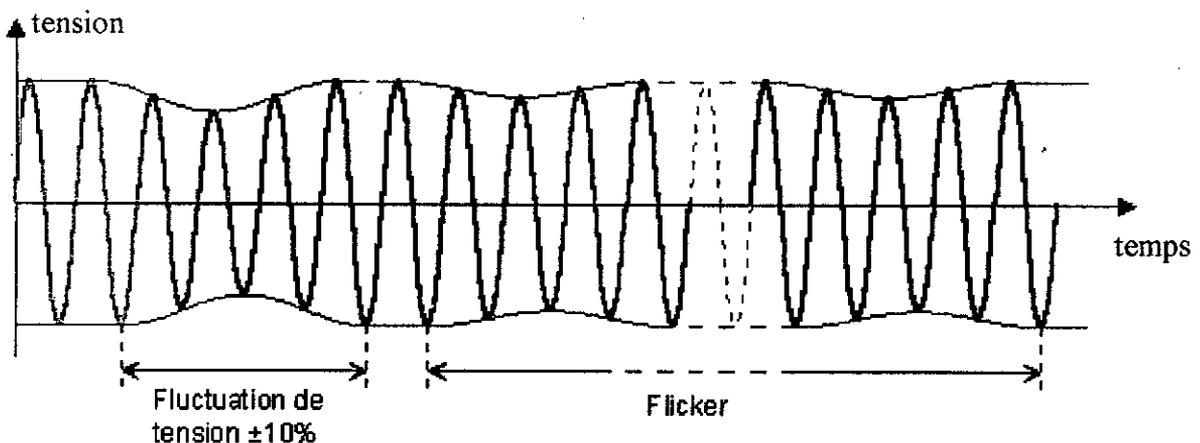


Figure I.2 : Fluctuation de tension

I.3.3. Creux de tension et coupure brèves

Il s'agit d'une diminution de la tension comprise entre 10% et 100%, pendant une durée allant de 10 ms à 1 mn. Elles sont provoquées par la mise sous tension de gros récepteurs, de condensateurs, à la proximité d'un court circuit sur un circuit voisin, par la coupure associée au réenclenchement automatique d'un dispositif de protection.

Ce phénomène peut provoquer l'initialisation des systèmes automatiques et perte d'alimentation.

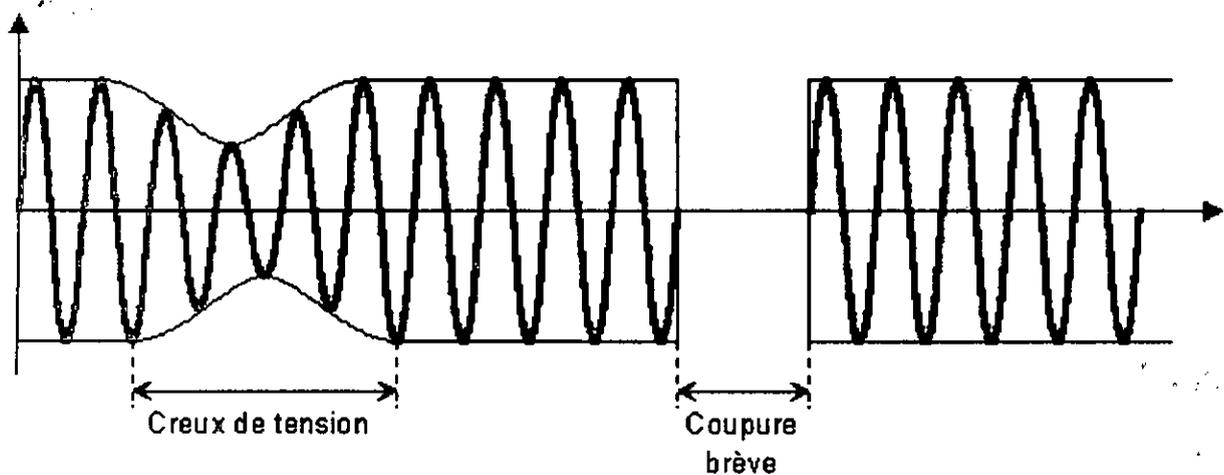


Figure I.3 : Creux de tensions et coupures brèves.

I.3.4. Surtensions et chocs de foudre

Ce sont des perturbations impulsionnelles de forte amplitude. Leur origine peut être naturelle dans le cas du choc de foudre ou industrielle lors de la coupure de circuits inductifs ou de la manœuvres d'appareillage de connexion en HT. Dans le cas des surtensions des manœuvres, les conséquences sont peu nombreuses pour le matériel électrotechnique, mais elles peuvent entraîner la destruction du matériel électronique si celui ci n'est pas protégé.

I.3.5. Décharges électrostatiques

Ces décharges sont caractérisées par un très faible temps de montée de l'impulsion (≈ 1 ns), une tension très élevée (2 à 15 kV) et un très large spectre (jusqu'à 1 GHz)

L'importance des décharges électrostatiques a conduit les organismes de normalisation à définir une onde de courant type permettant de tester le matériel pour s'assurer de son immunité.

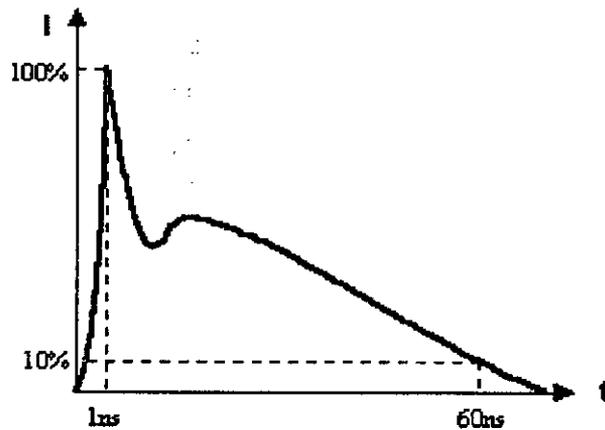


Figure I.4 : Onde de décharge électrostatique

Elles surviennent lorsqu'un élément a emmagasiné une charge électrostatique et se décharge brusquement en entrant en contact avec un autre élément relié à la masse ou présentant une différence de potentiel. Les conséquences des décharges électrostatiques sont le plus souvent liées au claquage diélectrique de composants des circuits numériques et électroniques.

Ce type de perturbation est une préoccupation importante des fabricants de matériel car le problème du claquage d'un composant ne se révèle que lors de la mise en service du matériel.

I.3.6. Déséquilibre de phases

Si la puissance des charges monophasées est mal répartie, il y a un risque de déséquilibre de tension entre les phases. Ces déséquilibres engendrent des composantes inverses de courant qui provoquent des couples de freinage et des échauffements dans les moteurs à courant alternatif.

I.4. Mode de transmission des perturbations :

Les perturbations peuvent se propager par :

- conduction
- rayonnement

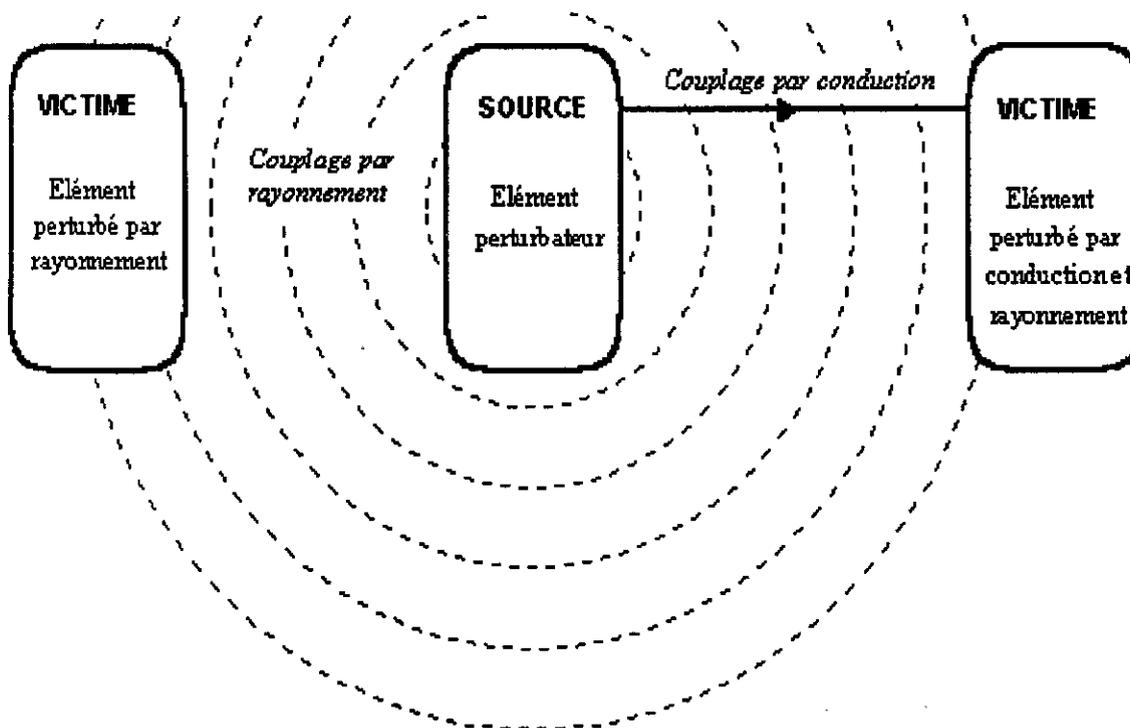


Figure I.5 : Mode conduit et rayonné de propagation des perturbations

I.4.1. perturbation conduite

Si la source et la victime sont proches et liées galvaniquement, la perturbation, dans ce cas, est transmise par un câble (lignes d'alimentation, bus de transmission de données, câbles de masses, terre, capacités parasites, ...). Elle est dite alors conduite.

Sur une liaison bifilaire, le signal perturbateur peut se déplacer de deux façons :

- par mode différentiel
- par mode commun

▣ Mode différentiel

La propagation s'effectue en mode différentiel (ou mode symétrique) lorsque la perturbation est transmise à un seul des conducteurs actifs. Le courant de mode différentiel se propage sur l'un des conducteurs, passe à travers l'équipement et revient par le câble de retour.

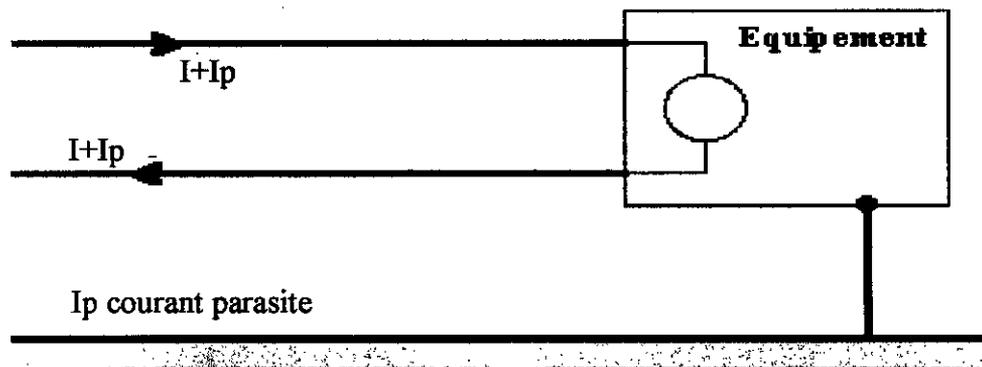


Figure I.6 : Couplage par conduction en mode différentiel

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 électrique et magnétique dans leur environnement [2].

Mode commun

La propagation s'effectue en mode commun (ou mode asymétrique) lorsque la perturbation est transmise à l'ensemble des conducteurs actifs. Le courant de mode commun se propage sur tous les conducteurs dans le même sens et revient par la masse à travers les capacités parasites.

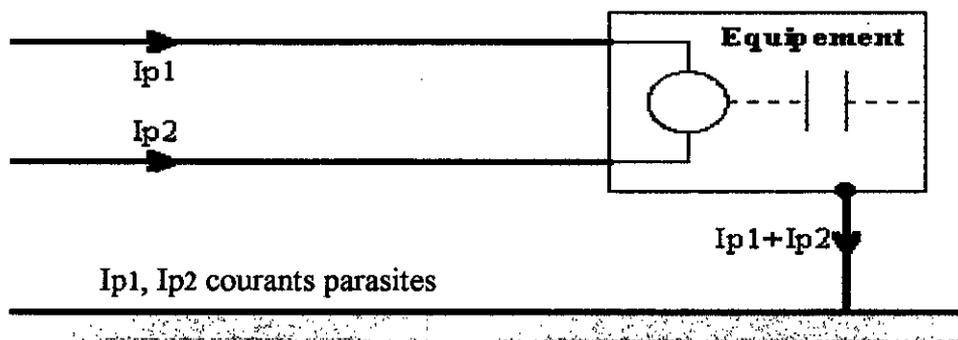


Figure I.7 : Couplage par conduction en mode commun

Dans un couplage par conduction en mode commun, la propagation s'effectue essentiellement par les circuits de masse et de terre, pouvant entraîner un couplage par impédance commune. Les conducteurs de masse des cartes électroniques sont tous raccordés à la masse de l'installation puis à la terre par des conducteurs d'impédance Z (la valeur et la nature de cette impédance dépend de la fréquence de la perturbation).

I.4.2. Perturbation rayonnée

Les circuits électriques, lorsqu'ils sont soumis à des différences de potentiels et/ou parcourus par des courants, produisent des champs électromagnétiques dans l'espace. Leurs intensités dépendent de la nature, de la fréquence et de la distance par rapport à la source. La quantification et l'étude de ces deux champs sont basées sur les équations de *MAXWELL*[3].

☛ Champ magnétique :

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

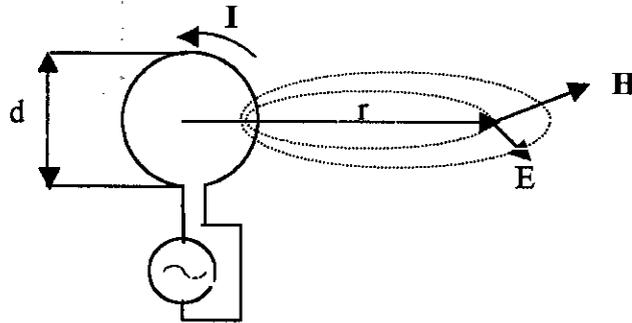


Figure I.8 : Production du champ magnétique

☛ Champ électrique :

Le champ électrique E (exprimé en V/m) est produit, par un circuit électrique à haute impédance soumis à une différence de potentiel élevée.

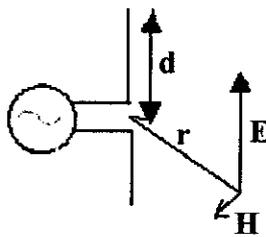


Figure I.9: Production d'un champ électrique

I.5. Les couplages :

Une source perturbatrice serait sans effets sur un système victime, s'il n'y avait pas 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 aux 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.5.1 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 s'y répartit en obéissant aux lois classiques de l'analyse des circuits électriques ; de cette manière, ses effets peuvent être prédéterminés.

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 divers éléments 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 : $U=Z.I$.

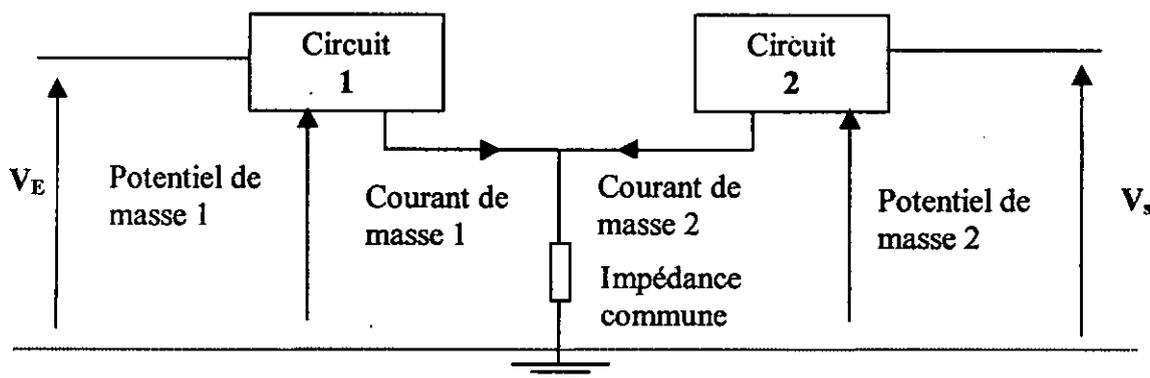


Figure L10 : Couplage par impédance commune

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.5.2. Couplage capacitif carte à châssis :

Dans le cas d'une carte électronique qui a sa référence de potentiel isolée de plan de masse (carte isolée), dès qu'une perturbation de mode conduit 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 son chemin à travers 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.

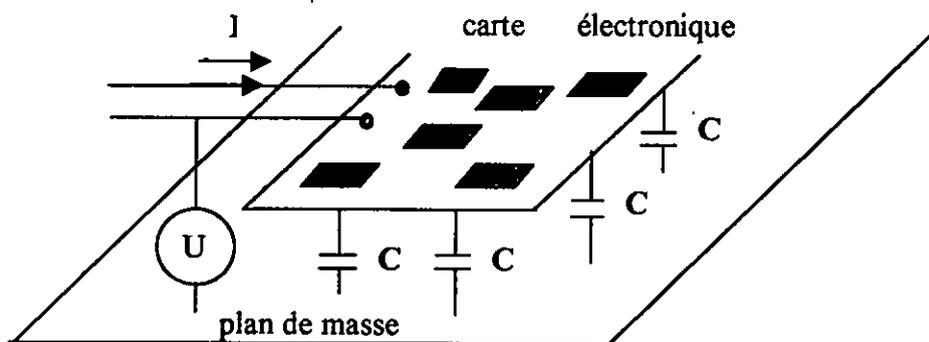


Figure L10 : Couplage capacitif carte à châssis

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 [2].

I.5.3. Couplage par diaphonie :

Le terme *diaphonie* (crosstalk dans la terminologie anglo-saxonne) est aussi très connue dans les couplages des convertisseurs statiques, nous distinguons :

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.11). On dit que ce circuit 2 est soumis à un flux magnétique ϕ_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 ϕ_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.

$$\phi_2 = M_{12} \cdot I_1 \dots \dots \dots (I.1) \qquad e_2 = -M_{12} \cdot \frac{dI_1}{dt} \dots \dots \dots (I.2)$$

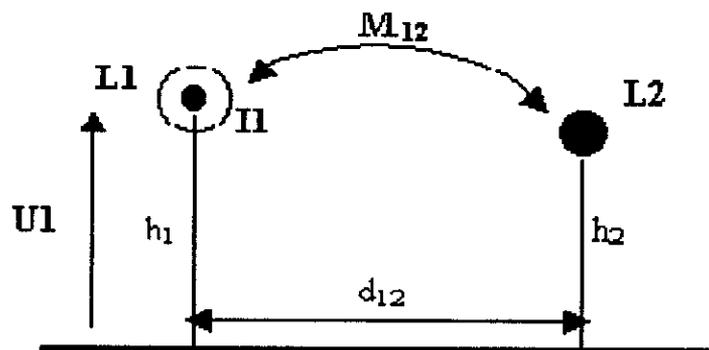


Figure I.11 : Couplage par diaphonie inductive

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.12), 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).

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

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

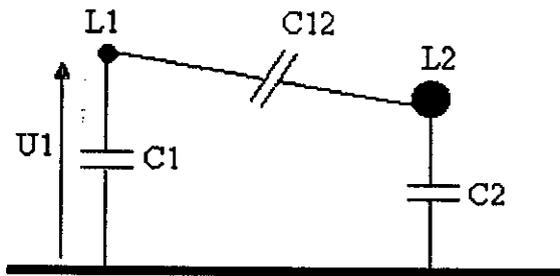


Figure I.12 : Couplage par diaphonie inductive

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).

Dans les montages à carte, il existe toujours une capacité non nulle entre deux éléments conducteurs. Toute différence de potentiel entre ces deux éléments va générer la circulation d'un courant électrique au travers de cette capacité parasite. Ce courant parasite sera d'autant plus élevé que la tension et la fréquence de ce courant sont élevées.

La valeur de la capacité parasite C_p sera :

- proportionnelle à la surface S en regard des deux circuits
- inversement proportionnelle à la distance d entre les deux circuits

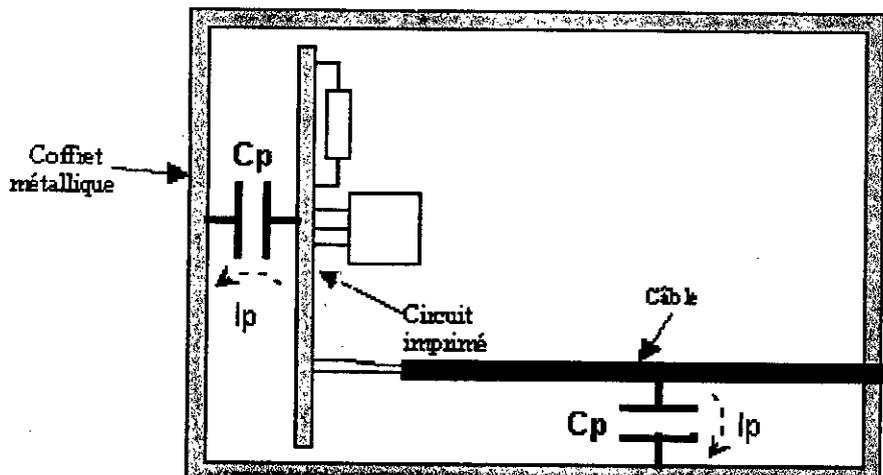


Figure I.13 : Couplage capacitifs des cartes.

Si ces capacités parasites sont négligeables à 50 Hz, elles ont une importance considérable en HF où elles sont à l'origine de dysfonctionnements.

1.5.4. Le couplage par champ :

a) 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.

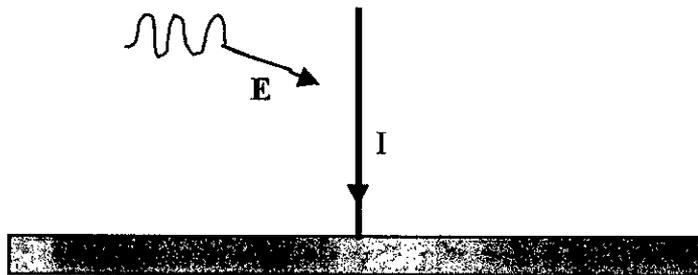


Figure L14 : Couplage champ à câble

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

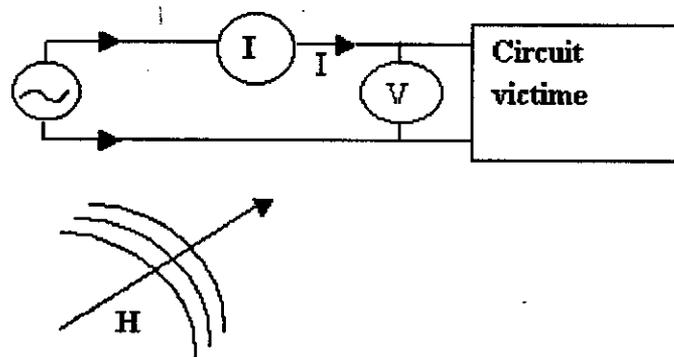


Figure L15 : Couplage champ à boucle

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.6. Normes et réglementation :

Pour assurer la CEM, différents niveaux et différentes marges ont été définis :

- niveau de susceptibilité. Il s'agit du niveau à partir duquel il y a dysfonctionnement d'un matériel ou d'un système.
- niveau d'immunité. C'est le niveau d'une perturbation supportée par un matériel ou un système.
- niveau de compatibilité. C'est le niveau maximal de perturbation auquel on peut s'attendre dans un environnement donné.
- niveau d'émission. C'est le niveau maximal d'émission de perturbation que ne doit pas dépasser un matériel.
- marge d'immunité. C'est la marge qui existe entre le niveau de compatibilité et le niveau de limite d'immunité.
- marge d'émission. C'est la marge qui existe entre le niveau de compatibilité et le niveau de limite d'émission.

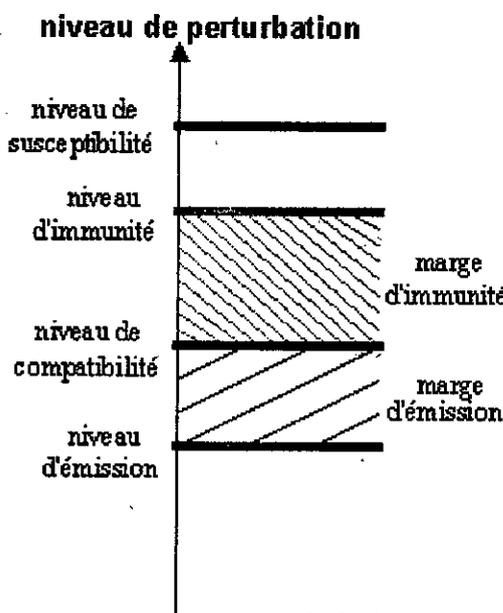


Figure I.16 : Les différents niveaux de perturbations électromagnétiques

Il est possible d'établir des normes concernant les limites admissibles de perturbations, déterminées à partir des limites de susceptibilité des équipements. Cependant, il est impossible d'établir des « recettes de cuisines » proposant des solutions « sûres et faciles » aux problèmes de compatibilité électromagnétique

Le premier organisme qui a œuvré pour la normalisation de la CEM est 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/CEE 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^{er} 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] :

- ☒ 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 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.

1.6.1. Directives et normes :

Dans ce paragraphe, nous présenterons et commenterons les prescriptions légales et les normes qu'il convient actuellement de respecter pour satisfaire aux dispositions de la loi sur la compatibilité électromagnétique.

Directive de l'Union européenne :

89/336/CEE Directive sur la compatibilité électromagnétique

Domaines d'applications :

EN 50081-2 Norme de base technique, émission d'interférences, secteur industriel
EN 50082-2 Norme de base technique, résistance aux interférences, secteur industriel

Procédés de contrôle :

EN 61000-4-2 Résistance à la décharge d'électricité statique
EN 61000-4-3 Résistance aux interférences des champs électromagnétiques
EN 61000-4-4 Résistance à des grandeurs perturbatrices rapides translatives
EN 61000-4-5 Résistance à la tension de choc
EN 61000-4-6 Résistance aux grandeurs perturbatrices transmises par les conduites
EN 55011 Valeurs limites et procédés de mesure afférents aux parasites des appareils à haute fréquence industriels, scientifiques et médicaux.

Dispositions en matière de contrôle concernant la résistance aux interférences :

EN 61000-4-2, Résistance à la décharge d'électricité statique

Dans le cadre de ce contrôle, on vérifie l'insensibilité de l'appareil à la décharge de l'énergie statique.

ENV 61000-4-3, Résistance aux interférences des champs électromagnétiques.

C'est la résistance aux interférences des champs électromagnétiques (influence permanente) qui fait l'objet d'un contrôle dans la gamme des fréquences de 80MHz à 1GHz, occasionnées, par exemple, par des postes émetteurs, des téléphones mobiles, des appareils de radiotéléphonie ou d'autres appareils.

EN 61000-4-4, Résistance à des grandeurs perturbatrices rapides translatives.

A cet égard, on contrôle la résistance à des grandeurs perturbatrices rapides translatives, telles que celle occasionnées par des opérations de couplage translatives (interruption de charges inductives, rebondissement de contacts du relais, etc...)

EN 61000-4-5, Résistance à la tension de choc.

Dans le cadre de ce contrôle, on provoque des tensions parasites translatives à forte énergie par influence de la foudre, courts-circuits, manque de tension secteur, etc... actuellement, cette norme constitue encore un contrôle facultatif.

ENV 61000-4-6, Résistance aux grandeurs perturbatrices transmises par les conduites.

Les boîtiers conducteurs, les câbles et les conduites à hautes fréquences ont un effet d'antenne et transforment les ondes électromagnétiques en courants ou en tension haute fréquence. Dans le cadre du contrôle, on crée des champs dans la gamme de fréquences de 0,15 à 80 MHz et on les induit directement dans les conduites.

Dispositions en matière de contrôle concernant l'émission d'interférences

EN 55011, Valeurs limites et procédés de mesure afférents aux parasites des appareils à haute fréquence industriels, scientifiques et médicaux.

Les grandeurs perturbatrices à haute fréquence sont dues à la commutation rapide de courants électriques et de tensions.

Nous donnons ci-après quelques textes de référence de la directive CEM 89/336/CEE, il s'agit des articles 10.1, 10.2, 10.5.

article 10.1

Le fabricant applique les normes harmonisées.

- Il atteste par une déclaration CE de conformité que ses appareils sont conformes aux dispositions de la directive.

On parle ici d'autocertification.

article 10.2

Le fabricant

- ◆ n'applique pas,
- ◆ ou pas complètement,
- ◆ ou il n'y a pas de norme applicable

■ Il constitue un dossier technique de construction comprenant un **rapport technique** ou un **certificat de conformité** établi par un organisme compétent.

■ Il établit sur cette base, une déclaration CE de conformité.

article 10.5

L' appareil est conçu pour l'émission de radiocommunications.

- la déclaration CE de conformité doit être précédée de l'obtention d'une attestation CE de type de la part d'un Organisme Notifié.

1.7. La CEM en électronique de puissance :

Depuis quelques années, la compatibilité électromagnétique a 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. Celles-ci apparaissent conduites en mode symétrique ou asymétrique, et rayonnées en champ électrique et/ou magnétique.

Le fonctionnement des convertisseurs statiques est intrinsèquement polluant. Les grandeurs électriques sont fortement variables, sur des durées très courtes ($1\mu\text{s}$ à 10ns), avec de fortes amplitudes (de l'ordre du kV et du kA) et des fréquences pouvant être élevées (100Hz à 1MHz). Plus que leurs amplitudes ce sont surtout les dérivées de ces grandeurs par rapport au temps qui sont à l'origine des perturbations électromagnétiques. En effet tous les phénomènes de couplage s'opèrent proportionnellement à cette dérivée.

Si l'on observe les perturbations électromagnétiques émises par un convertisseur statique sur une échelle de fréquence, comme il est représenté ci-après, on constate qu'elle s'échelonnent sur 7 décades. En effet, chaque étage du convertisseur contribue à perturber sur une plage fréquentielle dépendant de sa fréquence de commutation, le redresseur d'entrée jusqu'à quelques 10kHz, l'étage à commutation HF jusqu'à quelques MHz et les phénomènes liés aux transitions de commutation (résonance, excitation de mode propre ...) jusqu'à quelques dizaines de MHz [1].

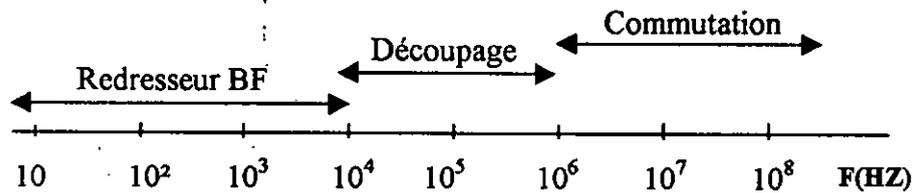


Figure I.17: Evaluation du domaine fréquentiel des convertisseurs statiques

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

Le convertisseur peut être, donc, à la fois source de perturbation et victime, les moyens de propagation étant, ses propres pistes du circuit imprimé et ses connexions. Donc il s'agit d'un système perturbateur, perturbant l'extérieur et lui-même.

I.7. Conclusion :

Les développements techniques ont conduit à une situation très complexe, d'où la nécessité d'introduire la notion de compatibilité électromagnétique, 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 électromagnétique intolérable pour tout ce qui se trouve dans cet environnement »

La compatibilité électromagnétique a été tout d'abord pour le monde de l'électronique de puissance, une simple préoccupation ; elle est devenue rapidement une nécessité, pour être actuellement une obligation. Les causes concrètes de cette évolution sont parfaitement connues, et dues à la prolifération des convertisseurs statiques dans l'ensemble des activités humaines.

L'ensemble de ces connaissances conduit naturellement à une démarche logique visant la réduction des perturbations en agissant sur les sources, sur leurs couplages et sur le filtrage en dernier recours, les efforts devant se porter chronologiquement des sources vers l'extérieur.

Les tendances actuelles des travaux en électronique de puissance se dirigent vers l'optimisation des convertisseurs en tenant compte des critères de CEM, par l'utilisation des modèles plus simples et moins généraux, spécialisé pour un domaine donné de fréquence ou d'application.

Bibliographie :

[1] A . PUZO, « Contribution à l'étude des perturbations rayonnées dans les convertisseurs statiques haute fréquence ». Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, Juin1992.

[2] A . CHROY, « Parasites et perturbations des électroniques ». Edition Dunod.

[3] F. COSTA, « Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statique haute fréquence ». thèse doctorat de l'université de PARS-SUD ORSAY, Avril1992.

[4] F. CHAUVET, « Compatibilité électromagnétique ». Techniques de l'ingénieur, D1 900-E3 750.

[5] la Directive 89/336/CEE.

[6] F. COSTA, G. ROJAT, « CEM en électronique de puissance ». Technique de l'ingénieur, D3 290, D3 392.

[7] Internet :

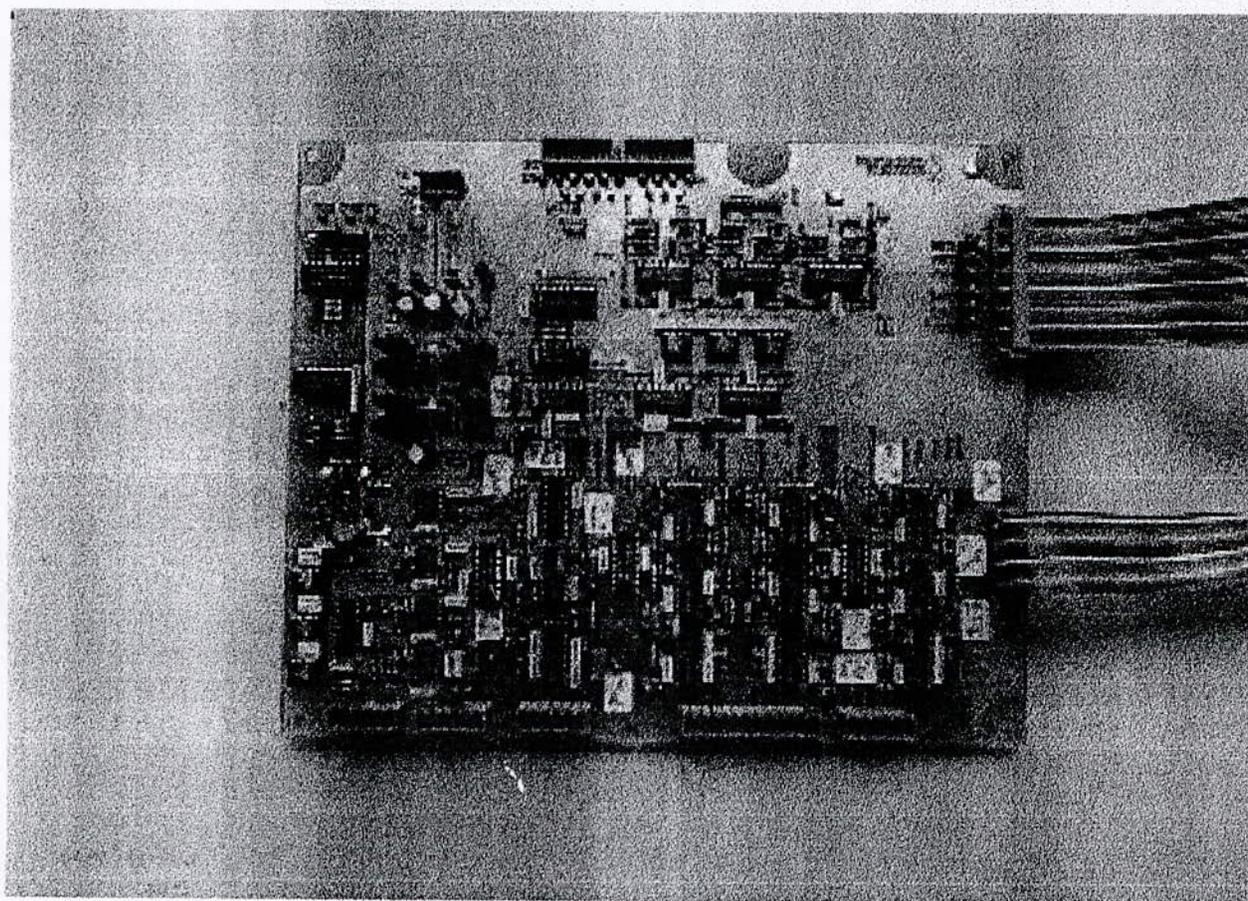
http://www.lesir.ens-cachan.fr/lesir/genie_electrique/convertisseurs_statiques/page3.html

<http://perso.wanadoo.fr/alain.borie/CEM/Cem.html>

<http://www.u-bourgogne.fr/DESS-CEM/rsil.html>

CHAPITRE II

DIMENSIONNEMENT ET ANALYSE DU FONCTIONNEMENT DU HACHEUR QUASI-RESONNANT



Carte électronique de contrôle-commande d'un convertisseur

CHAPITRE II : Dimensionnement et Analyse du Fonctionnement du Hacheur Quasi-Résonnant

II.1.Aspect Général :

L'utilisation des convertisseurs statiques est de plus en plus répandue dans le monde de l'électronique de puissance, à des fréquences de commutation élevée avec des pertes par commutations limitées. Cependant ils présentent l'inconvénient de générer des perturbations conduites et rayonnées considérables, dues aux fortes contraintes électriques qui leur sont appliquées. Une analyse fine des transitoires pour les différents types de commutations s'impose donc, pour déterminer les différents éléments perturbateurs [1].

Dans le présent chapitre, nous nous proposons à étudier, quantifier et analyser ces phénomènes par étapes élémentaires afin de déterminer leurs origines et par conséquent mieux cerner les mécanismes d'émission des perturbations électromagnétiques. La figure ci-dessous montre le convertisseur statique utilisé dans cette étude, il s'agit d'un hacheur série quasi résonnant fonctionnant en mode thyristor, 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[2][3].

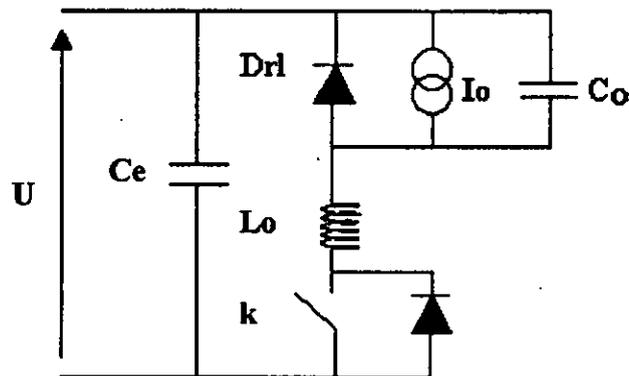


Figure II.1 : Hacheur Quasi-Résonnant

II.2. Dimensionnement du hacheur Quasi Résonnant :

L'interrupteur de puissance utilise la fonction thyristor, c'est à dire amorçage commandé et blocage spontané. Le fonctionnement est bidirectionnel en courant grâce à une diode D_a connecté en anti-parallèle sur l'interrupteur, linéarisant ainsi les caractéristiques de sortie. La présence de cette diode nécessite la présence d'un circuit écrêteur lors de la phase de recouvrement.

Le convertisseur est alimenté par une génératrice à courant continu, sa commande est alimentée par batteries. 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 allons évaluer les bruits du convertisseur seul, la maquette sera alors isolée au-dessus du plan de cuivre et que les conducteurs de liaison à la charge seront blindés pour minimiser la capacité de couplage. Le 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) à une fréquence de 100kHz.

Le schéma électrique suivant illustre la structure du convertisseur d'étude.

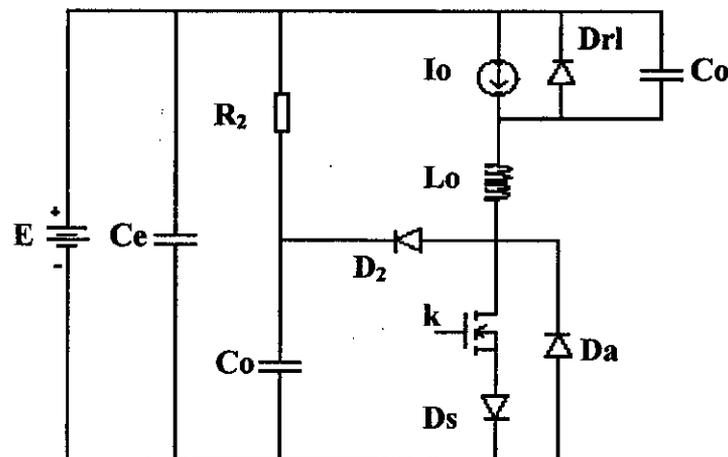


Figure II.2 : Schéma du montage du hacheur quasi-résonnant

Le dimensionnement du circuit oscillant est déterminé par le pouvoir de coupure de l'interrupteur, et par la durée maximale des oscillations du courant autour du point nominal. La fréquence de commande et le rapport cyclique sont respectivement : $f=100\text{kHz}$, $\alpha =1$. Nous avons alors :

$$\Delta k = \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} \quad (\text{II.1})$$

$$t_c = 2\pi\sqrt{L_0 \cdot C_0} = \frac{\alpha}{f} \quad (\text{II.2})$$

$$\sqrt{C_0 L_0} = \frac{1}{2\pi \cdot \alpha \cdot f} \quad (\text{II.3})$$

Les expressions de L_o et C_o sont données par :

$$C_o = \frac{\alpha_M \cdot I_o}{2 \cdot \pi \cdot E \cdot f_M} \quad (\text{II.4})$$

$$L_o = \frac{\alpha_M \cdot E}{2 \cdot \pi \cdot I_o \cdot f_M} \quad (\text{II.5})$$

Les valeurs de L_o et de C_o sont respectivement $16\mu\text{H}$ et 160nF .

La phase de recouvrement de la diode D_a dans la maille constitué de l'inductance d'oscillation cause une surtension importante aux bornes de l'interrupteur et nécessite donc la présence d'un écrêteur. L'évaluation de l'énergie résiduelle dans L_o au moment de recouvrement permet le dimensionnement des composants :

$$\frac{1}{2} L_o \cdot (I_{dsM})^2 \cdot f = \frac{(V_{dsM} - E)^2}{R_2} \quad (\text{II.6})$$

avec : $R_2 \cdot C_2 \gg T_0$. (T_0 : Période de découpage).

Pour un dépassement de tension $\Delta E = (V_{dsM} - E) / E = 15\%$ et $I_{dsM} = 10\text{A}$, on en déduit $R_2 = 1.5\text{k}\Omega$ et $C_2 = 150\text{nF}$.

En ce qui concerne l'élément actif du convertisseur c'est un transistor MOSFET, ceci pour plusieurs raisons :

- La haute fréquence de découpage 100kHz , la recherche de gradients de courant ou de 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 et par conséquent l'analyse des résultats obtenus [2][3].

II.3 Topologie du convertisseur :

Le hacheur (figure II-2) est réalisé sur circuit imprimé de telle façon que les différentes mailles de commutation soient coplanaires et nettement séparées les unes des autres. Cette implantation est nécessaire afin de pouvoir découpler les mesures de perturbations rayonnées en champ proche des différentes boucles, la contre-partie de cette disposition est une augmentation des inductances de câblage et des phénomènes parasites qui en dépendent. L'ensemble est disposé au-dessus de radiateur qui fait office de châssis et où est fixé le transistor MOS.

La figure ci-après représente la topologie du hacheur quasi-résonnant.

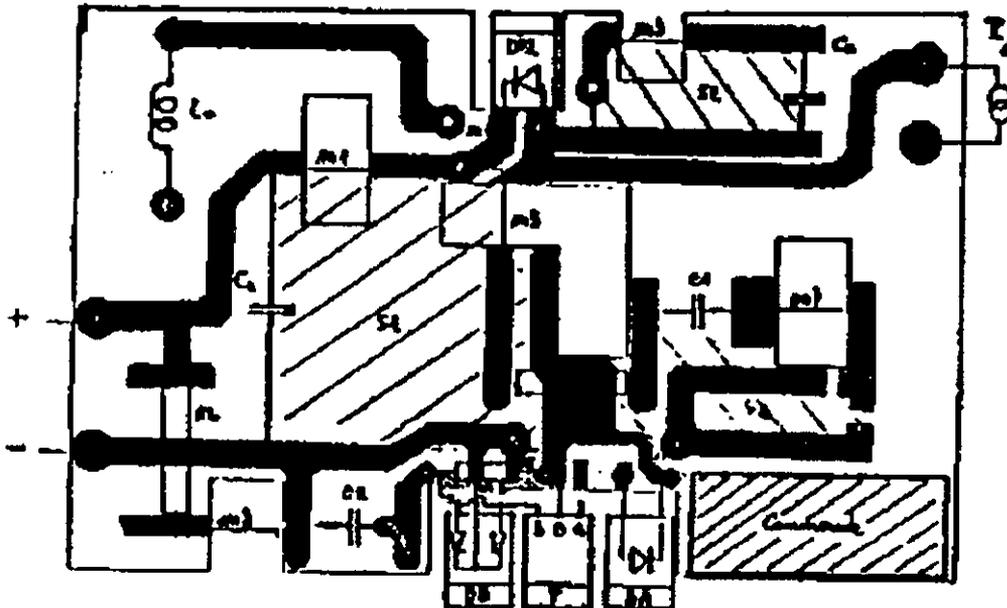


Figure II.3 : Topologie du hacheur quasi-résonnant

La maquette d'étude (figure II.3) est élaborée 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).

II.4.Représentation des effets parasites dans le convertisseur :

Le montage du hacheur quasi-résonnant tel que représenté dans la figure III.2, ne permet pas d'avoir une bonne explication des phénomènes électromagnétiques qui se produisent au sein du convertisseur durant ses commutations. Pour cela, nous suivons une démarche progressive, où chaque étape, correspond à la prise en compte de nouveaux phénomènes, en introduisant dans le montage les éléments qui modélisent ces phénomènes pour aboutir, à la fin, à un montage « complet » qui puisse simuler le comportement électromagnétique du convertisseur (perturbations conduites).

La simulation en électronique de puissance fait appel à la modélisation de type « circuit », elle consiste à représenter les phénomènes parasites tels que les couplages et les imperfections des composants, par des modèles de type « circuit ». Cette méthode donne, comme on le verra, de bons résultats [3].

II.4.1. Prise en compte des éléments actifs :

Les composants actifs, essentiellement utilisés dans la structure du convertisseur statique, 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.

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.

a) Modélisation des éléments actifs :

■ Le transistor MOSFET :

La figure II.4 représente le modèle du transistor MOS, inspiré des travaux réalisés au L.E.E.I de Toulouse, utilisé dans le montage du hacheur quasi-résonnant.

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.

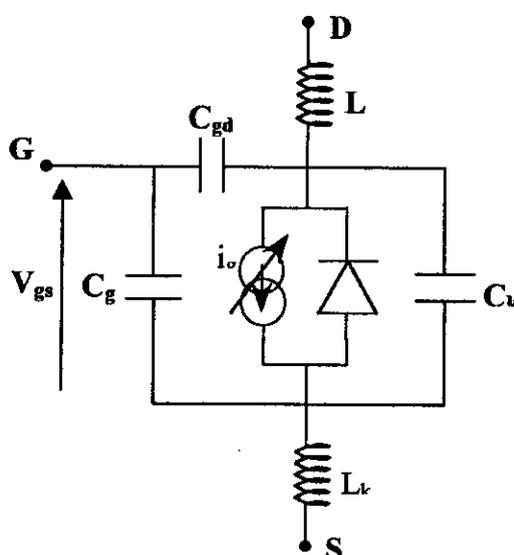


Figure II.4 : Schéma équivalent d'un transistor MOSFET

■ La diode :

Ce modèle, développé au LEEI de Toulouse, permet de bien représenter le comportement de la diode au blocage : courant de recouvrement et sa remontée progressive (soft) ou rapide (snap off) [3].

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 :

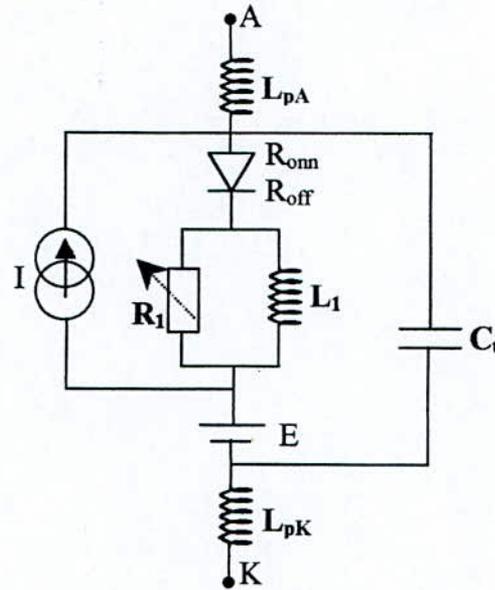


Figure II.6 : Modèle de la diode

Dans notre montage, Le MOS de puissance utilisé est un IRF250 (200V-33A), la diode de roue libre est du type D1N1190 (400V-30A). Le schéma de simulation est représenté ci-dessous (figure II.6).

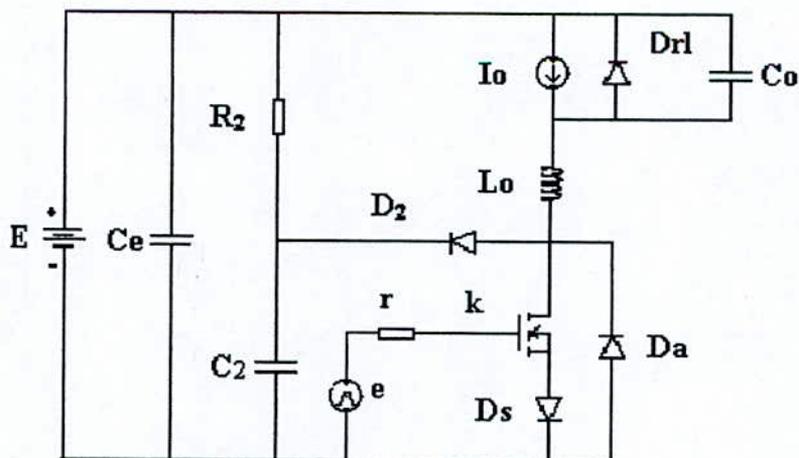


Figure II.7 : Cellule élémentaire du hacheur quasi-résonnant

II.4.2. Prise en compte des éléments 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 [4].

■ Le condensateur

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

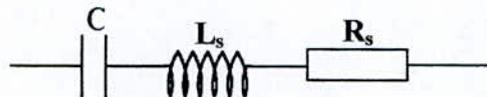


Figure II.8 : Modèle du condensateur

C : capacité nominale du condensateur.

L_s : inductance de bobinage et des connexions.

R_s : résistance série équivalente des armatures et des connexions.

■ L'inductance

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

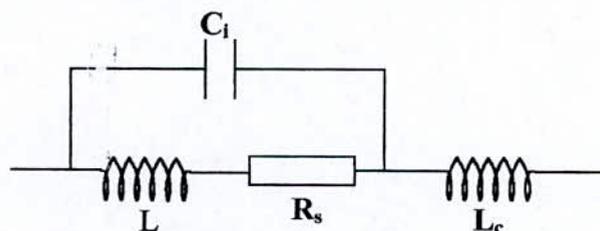


Figure II.9 : Modèle de l'inductance

L : inductance nominale du composant.

R_s : résistance série.

L_c : inductance des connexions.

C_i : capacité inter-spires.

par cellule + résistance

■ La résistance

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

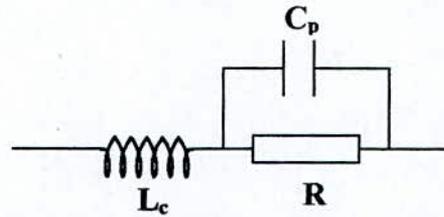


Figure II.10 : Modèle de la résistance

R : valeur nominale de la résistance.

L_c : inductance des connexions.

C_p : capacité parasite.

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

Eléments passifs	Valeur calculée	Paramètres du modèle
L_o	$16\mu\text{H}$	$R = 0.025 \text{ m}\Omega$ $L = 16\mu\text{H}$ $C = 1.73590\text{nF}$
C_e	$10\mu\text{F}$	$R = 5.27220\text{m}\Omega$ $L = 290.349\text{nH}$ $C = 9.64372\mu\text{F}$
C_o	141nF	$R = 2.8858\text{m}\Omega$ $L = 197.879 \text{ nH}$ $C = 142.014\text{nF}$
C_2	141nF	$R = 2.8858\text{m}\Omega$ $L = 197.879 \text{ nH}$ $C = 142.014\text{nF}$
R_2	$1\text{k}\Omega$	$R = 1.30452\text{k}\Omega$ $L = 22.4535 \mu\text{H}$ $C = 4.31111 \text{ pF}$

Tableau 1 : Valeurs des éléments des modèles équivalents

A la fin de cette étape, le schéma du hacheur devient :

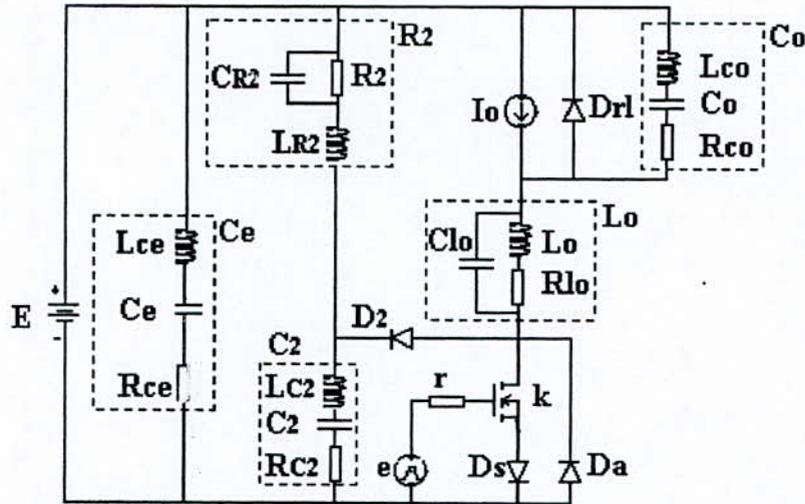


Figure II.11 : Adaptation des composants passifs

II.4.3. Prise en compte du couplage :

a) 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.

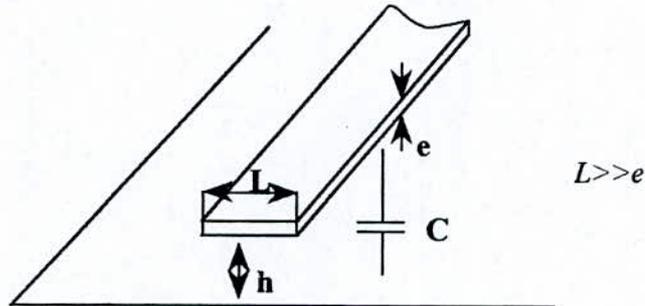
Il est possible de donner les expressions analytiques de cette capacité dans quelques cas bien identifiés. Dans le cas des conducteurs rectangulaires, nous utiliserons les résultats de la théorie des lignes à micro-ruban [4] ; Les résultats sont donnés par unité de longueur.

■ Cas d'une piste

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 [5] .

$$L/h \leq 1 \Rightarrow C = \frac{2\pi \cdot \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln\left(\frac{8h}{L} + \frac{L}{4h}\right)} \quad (\text{II.7})$$

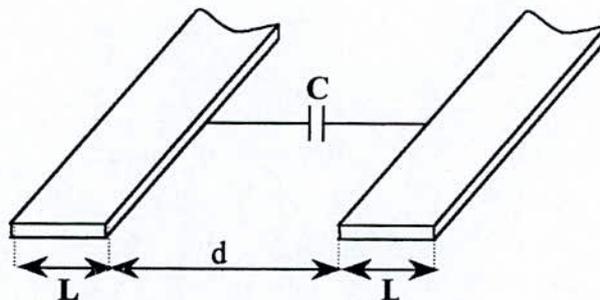
$$L/h \geq 1 \Rightarrow C = \epsilon_0 \epsilon_r \cdot \left(\frac{L}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln\left(\frac{L}{h} + 1,444\right)\right) \quad (\text{II.8})$$



■ Cas de deux pistes coplanaires

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

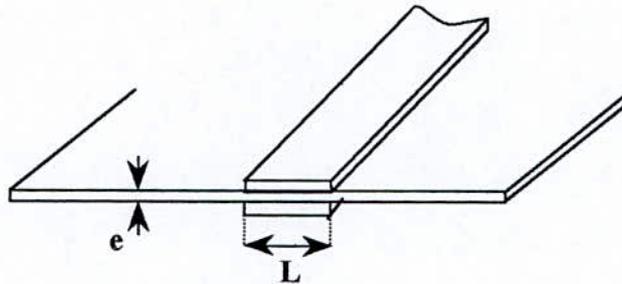
$$C = \frac{\pi \cdot \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln\left(\frac{\pi \cdot d}{L}\right)} \quad \text{pour } d \geq L \quad (\text{II.9})$$



■ Cas de deux pistes séparées

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

$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \frac{L}{e} \quad \text{pour} \quad L \gg e \quad (\text{II.10})$$



b) 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 des courant parasite 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.

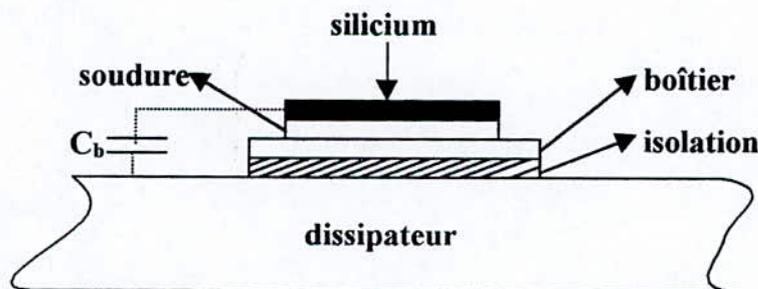


Figure II.12 : Capacité parasite d'un interrupteur

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

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].

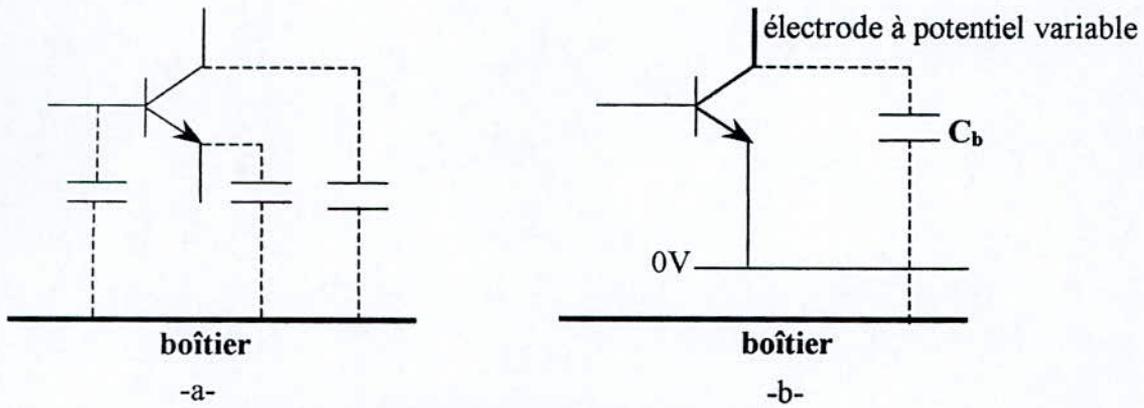


Figure II.13 : Schéma équivalent de couplage

Le cas des diodes est différent, notamment pour les composants de haute tension (supérieure à 400V) qui présentent des couches épaisses 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, $C_p=C_2$.

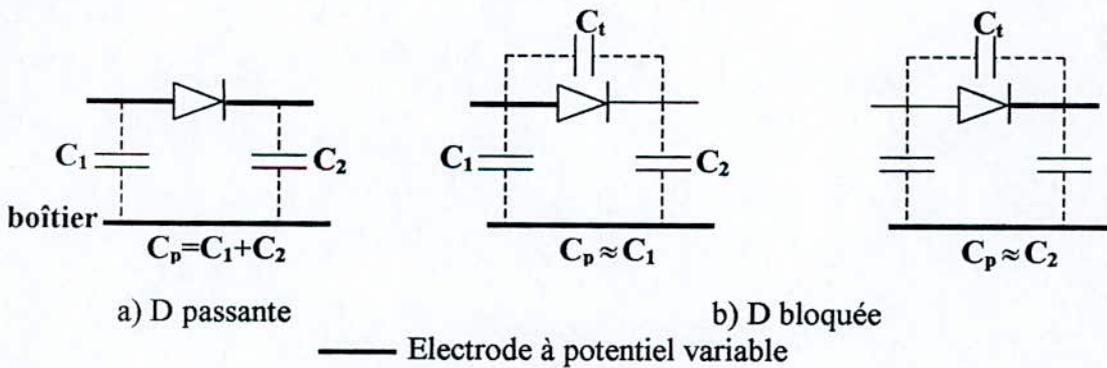


Figure II.14 : Capacité parasite selon l'état de la diode

La représentation complète du hacheur quasi-résonnant est donnée sur la figure III.15 cette dernière dérive de la figure III-11 en ajoutant les capacités de couplage et les inductances de câblage dont les valeurs, calculées à partir des expressions données précédemment, sont données ci-après :

Inductances Parasites	Valeurs Calculées (nH)
Lc1	1000
Lc2	80
Lc3	80
Lc4	50
Lc5	40
Lc6	30
Lc7	150
Lc8	80
Capacités parasites	Valeurs calculées (pF)
Cp1	7
Cp2	10
Cp3	7
Cp4	17
Cp5	17
Cp 6	7

Tableau 2: Valeurs des éléments de couplage

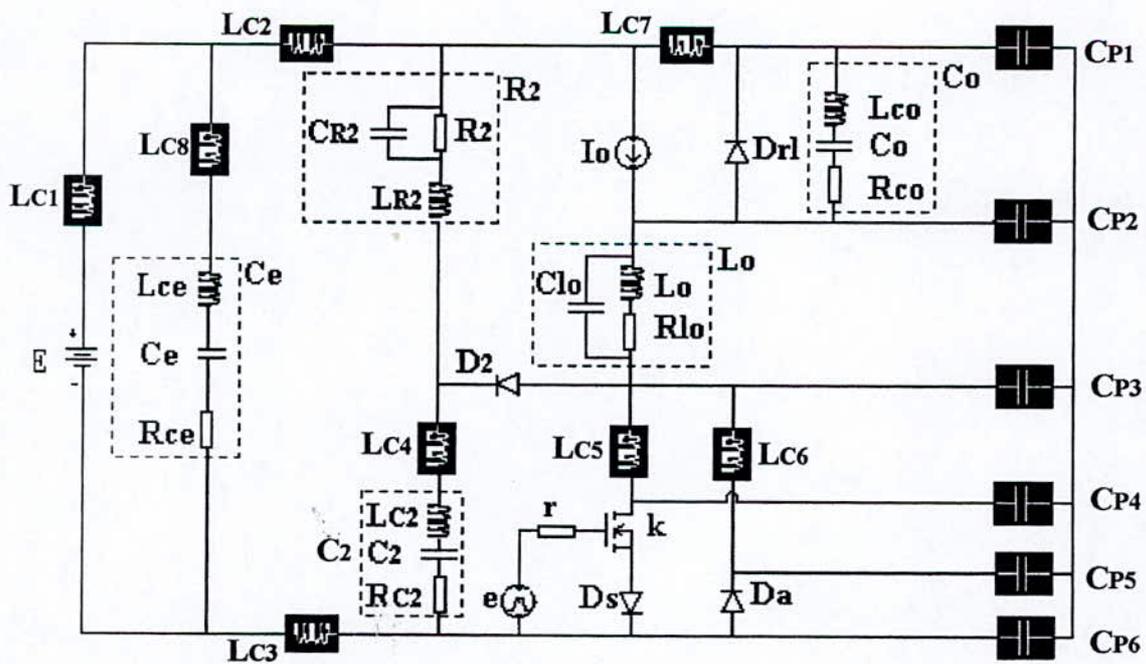


Figure II.14 : Représentation complète du hacheur quasi-résonnant

Le but de cette étape est de représenter les différents modes de couplages des éléments du convertisseur. Nous nous sommes contentés des éléments les plus significatifs et négligé ceux qui ont des valeurs très faibles comme les petites parties des pistes du circuit imprimé qui ont une inductance linéique de l'ordre de 600nH/m.

L'inductance de 1 μ H en série dans la ligne d'alimentation représente le câble d'alimentation (environ 1m). Celle de la maille principale est équi-répartie sur les lignes d'alimentations positive et négative, ceci afin de prendre en compte le comportement de ces conducteurs soumis à des gradients du courant et de potentiel. Nous avons également représenté les inductances de connexions des composants actifs.

II.5 Simulations du fonctionnement du hacheur:

II.5.1.Présentation du logiciel de simulation :

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 un logiciels très utilisé, dans l'analyse des circuits analogiques, il a fait ses preuves dans l'étude de la CEM des convertisseur statiques utilisés dans les différents montages en électronique de puissance[5] [6].

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

- 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 dipolaires qui représentent leurs comportements physiques.

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

A partir de ces modèles, nous construisons le schéma électrique en prenant note de tous les éléments parasites.

Les résultats de simulations du courant et de tension dans l'interrupteur relatifs aux trois montages décrits précédemment, fonctionnant au point nominal 100V-10A-100kHz, sont donnés ci-après :

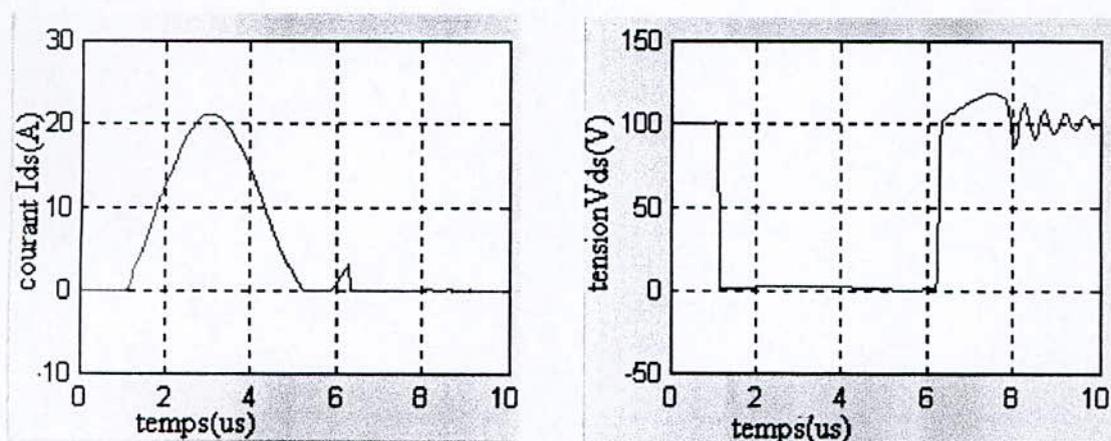


Figure II.15 : Simulation avec prise en compte des éléments actifs

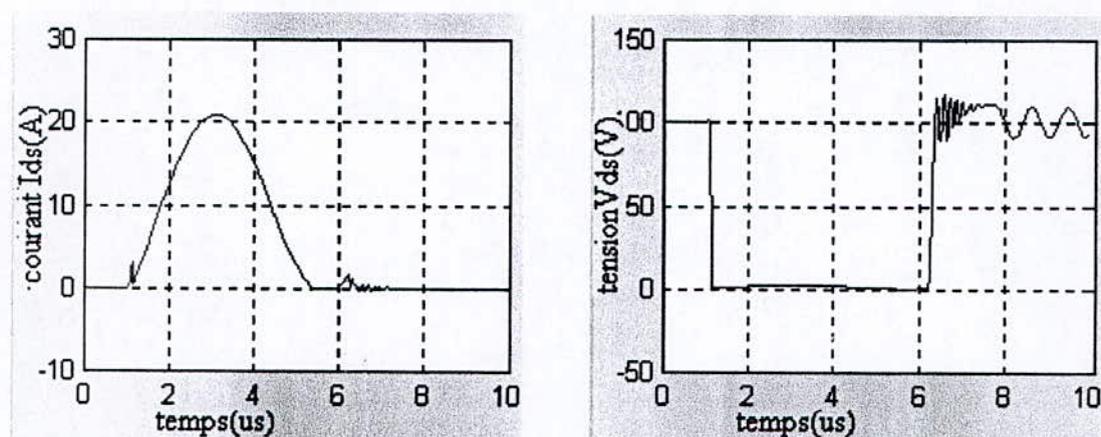


Figure II.16 : Simulation avec prise en compte des éléments passifs

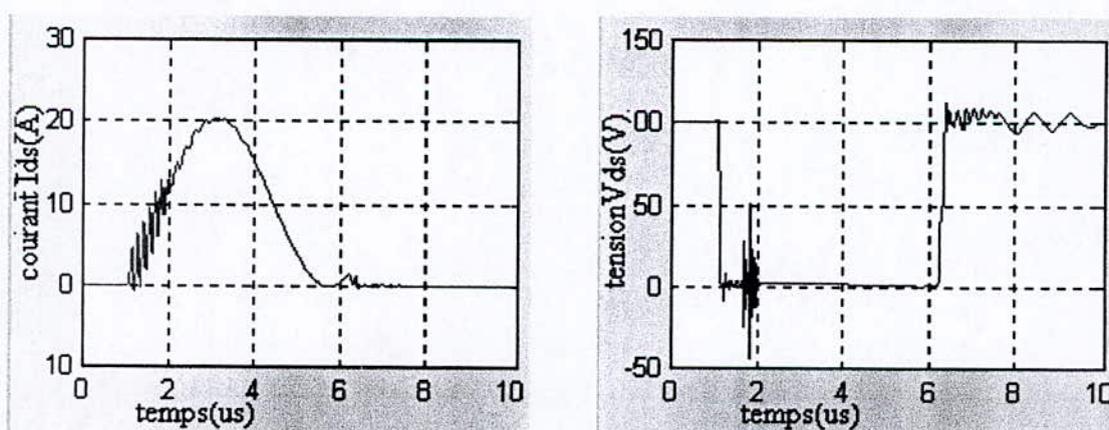


Figure II.17 : Simulation avec prise en compte du couplage

Les figures II.15, II.16 et II.17 présentent l'évolution de la tension V_{ds} et du courant I_{ds} dans le transistor MOS durant une période de découpage. Des régimes transitoires sont constatés durant les phases de blocage et de l'amorçage de l'interrupteur.

Les simulations précédentes montrent que les phases de blocages et de l'amorçage constituent les parties les plus perturbatrices des commutations, où les contraintes électriques (gradients du tension et de courant) marquent les valeurs les plus élevées. Ces perturbations sont mises en évidence par les oscillations ainsi que les pics de courant et de tensions qui augmentent d'un montage à l'autre ; d'abord avec l'introduction des paramètres électriques des différents éléments du hacheur (Figure II.16) et les inductances de câblage avec les capacités de couplage par la suite (Figure II.17).

II.5. Analyse microscopique des commutations :

L'observation de l'évolution du courant (respectivement de la tension) du convertisseur, montre que les transitoires des commutations représentent les parties les plus perturbées liés à l'évolution des grandeurs électriques du convertisseur. En effet, les composant 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 génération et l'évolution de ces perturbations, il serait intéressant de faire une analyse microscopique des phases de commutations en utilisant la partie concernée du modèle de l'interrupteur et de composants passifs pouvant expliquer les évolutions observées. Les modèles employés dans cette analyse seront ceux précédemment décrits.

Nous établirons dans ce paragraphe les différentes phases qui constituent une commutation complète sous forme de schémas équivalents relatifs à chaque phase.

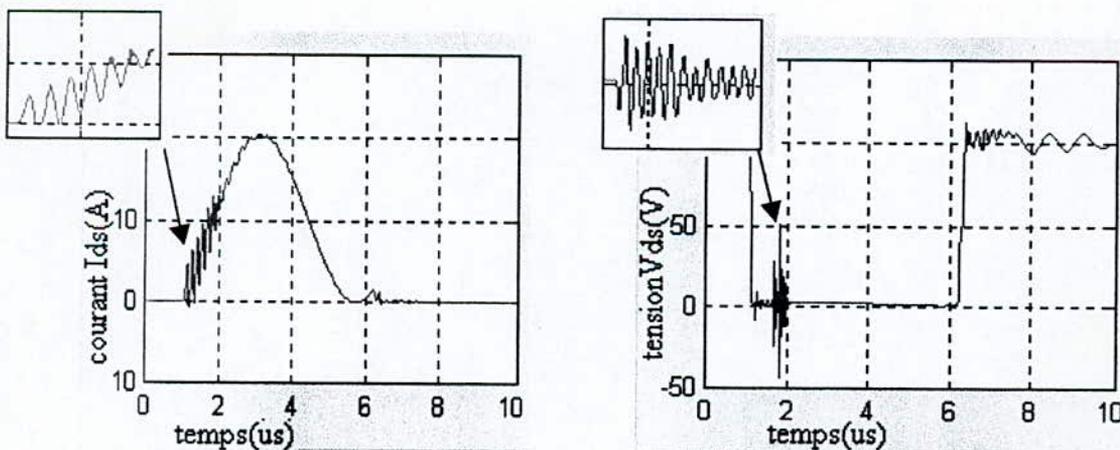


Figure II.18 : Etude microscopique des transitoires du courant / tension

Le fonctionnement du hacheur quasi-résonnant est quantifié en deux phases élémentaires : le blocage et l'amorçage.

II-5-a). Phase de blocage :

Le schéma équivalent durant cette phase est représenté ci-après :

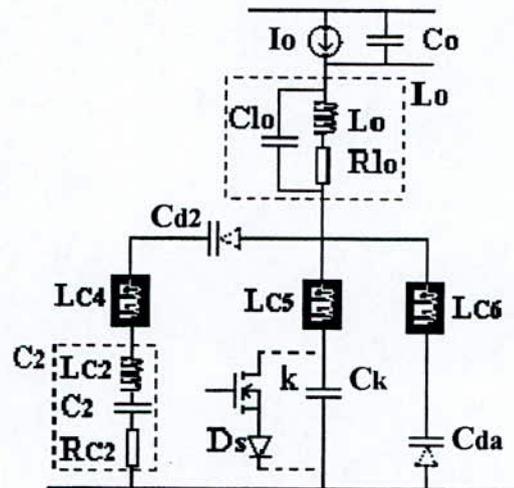


Figure II.19 : Schéma équivalent de la phase de blocage

L'oscillation engendrée par le circuit L_o - C_o amène le courant I_{ds} à s'annuler dans l'interrupteur et notamment dans la diode anti-parallèle D_a . Le blocage commence par sa phase de recouvrement qui provoque la remontée de V_{ds} . Lorsque V_{ds} atteint la valeur E la diode D_2 entre en conduction : c'est la phase d'écrtage, le courant dans D_2 est oscillatoire., En effet l'énergie dans L_o est transférée dans L_{c4} , L_{c2} et C_{d2} la capacité intrinsèque de la diode.

Cette phase se termine par le blocage de D_2 et la mise en conduction de la diode de roue libre D_{rl} . La tension V_{ds} revient à E par un régime oscillatoire impliquant essentiellement L_o et C_k , la capacité intrinsèque du transistor.

Les courbes expérimentales suivantes présentent les évolutions précédemment décrites :

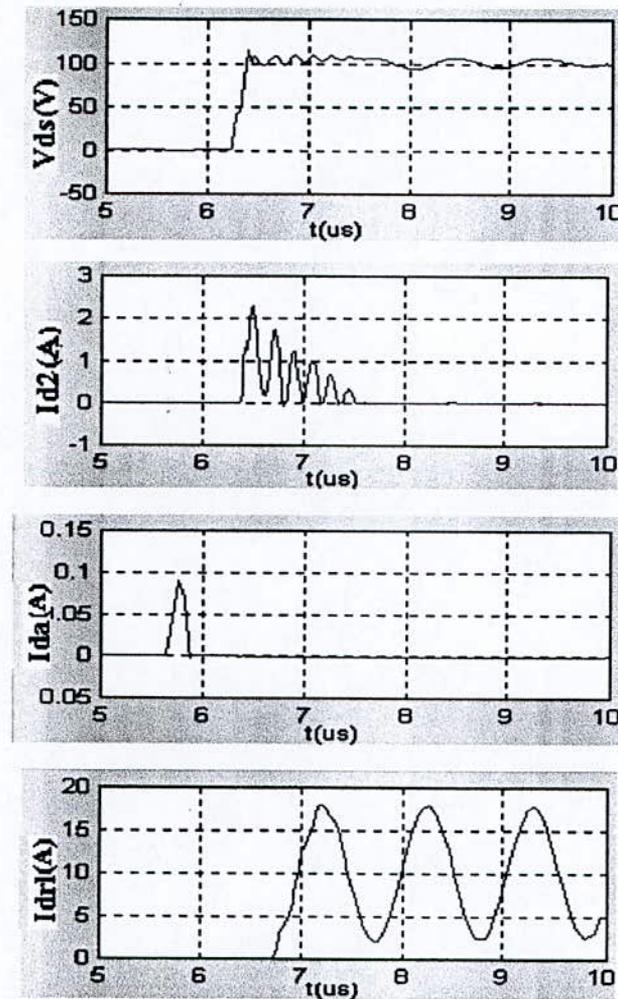


Figure II.20 : Phase de blocage du hacheur quasi-résonnant

Pour cette phase, on constate un nombre très réduit d'oscillations durant les transitoires des courants ou des tensions, donc des gradients de tensions ou de courants réduits ce qui diminue sensiblement la génération des perturbations.

La figure II-21 ci-dessous, permet d'avoir une idée sur l'ordre de grandeur des courants des circuits d'aide à la commutation par rapport au courant nominale (courant I_{ds})., En effet, la valeur maximale du courant I_{d2} est de l'ordre de 10% du courant nominale (10A) celui de I_{da} est de l'ordre de 1%, ce qui génère peu de perturbations.

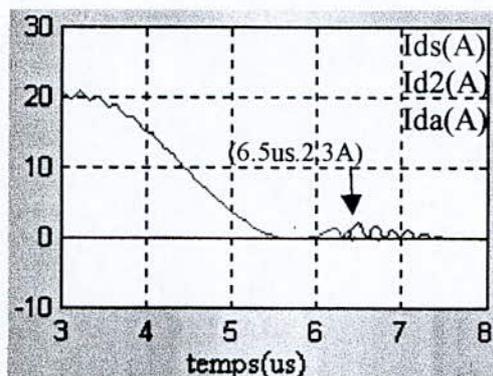


Figure II.21 : Courant des circuits d'aide au blocage

■ Synthèse sur les perturbations engendrées dans la phase de blocage :

Le régime de réinitialisation oscillante de la tension V_{ds} contribue à créer un courant de mode asymétrique. Le courant de mode commun se reboucle par la ligne négative de l'alimentation, le courant de mode symétrique est minime durant cette phase, étant découplé de la source par l'inductance L_o .

Le gradient de potentiel dV_{ds}/dt au blocage, qui détermine le courant parasite de mode commun, résulte de la phase de recouvrement de la diode D_a et au gradient de courant oscillant à la coupure. Cette phase est toutefois peu perturbante, le gradient de potentiel reste inférieur à une valeur mesurée de $0.5\text{kV}/\mu\text{s}$.

La phase d'écrêtage implique la boucle constituée par l'interrupteur et le condensateur C_2 . Le régime perturbateur qui s'y développe est indépendant des lignes d'alimentations par L_o , c'est pourquoi cette phase crée peu de perturbations conduites en mode symétrique. Les oscillations qui en résulte sur la tension V_{ds} sont, par contre, facilement couplées en mode commun et crée un courant parasite asymétrique, et du champ E . cette boucle est une source de génération du champ magnétique H .

La phase de roue libre est également une source de génération de champ H , au blocage cette diode de roue libre est assistée par C_o et n'engendre aucun régime transitoire rapide qui peut provoquer des perturbations conduites considérable.

II.5.b) Phase d'amorçage :

Dans le mode quasi-résonant, la mise en conduction est assistée par l'inductance de résonance, le schéma équivalent avec les composants parasites est représenté ci-après :

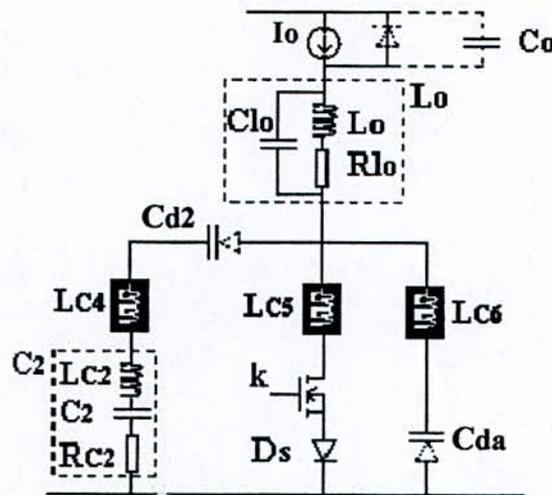


Figure II.22. Schéma équivalent à l'amorçage

Le transistor MOS voit en parallèle les diode bloquée Da et De. Les courbe simulées suivantes représentent la phase de l'amorçage.

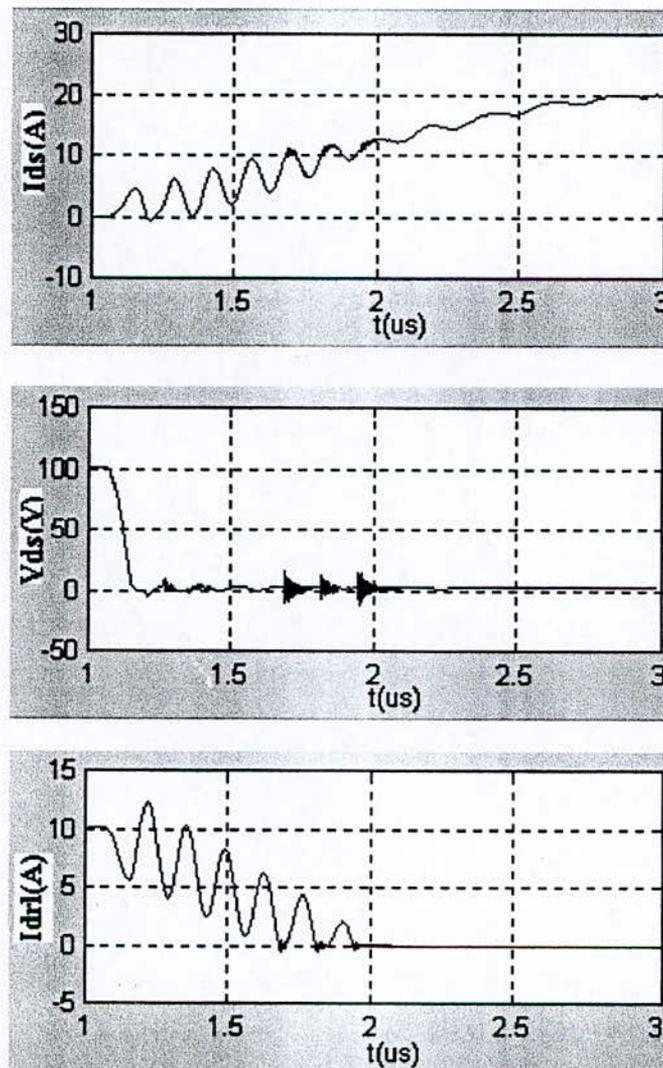


Figure II.23 : L'amorçage du hacheur quasi résonnant

L'établissement rapide du courant dans le transistor assure une décroissance très rapide de la tension V_{ds} mais également une décharge rapide de l'énergie stockée dans les capacités de transition des jonctions D_a et D_2 , ce qui entraîne un régime oscillatoire avec les inductances LC_4 , LC_5 , comme le montre la figure ci-dessous :

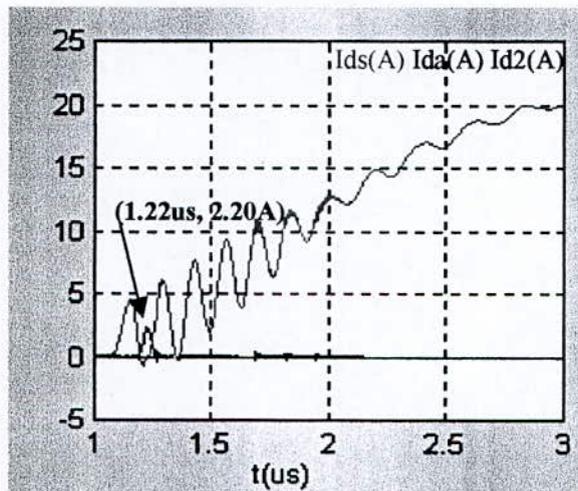


Figure II.24 : Courants des circuits d'aides à l'amorçage

Le régime d'établissement de V_{ds} est oscillatoire du fait que la présence de des inductances parasites des branches en dérivation sur l'interrupteur.

La diode de roue libre se trouve en parallèle sur la capacité C_o ainsi son phénomène de recouvrement est contrôlé par le circuit oscillant et ne crée pas de régime parasite significatif.

La valeur de L_o étant importante, permettant ainsi de découpler les oscillations parasites du reste de la structure, elle agit comme un filtre de mode différentiel.

La figure II.24 montre que les transitoires des diodes D_a , D_e sont relativement brèves par rapport à la période de commutation ($10 \mu s$), de plus l'ordre de grandeur de leurs courants respectifs est négligeable devant le courant nominal ($10 A$) ; Ce qui favorise plus la minimisation des perturbations, induite par la minimisation des gradients des courants respectivement des tensions.

■ Synthèse sur les perturbations engendrée dans la phase de l'amorçage :

A l'amorçage nous avons mesuré un gradient de potentiel de l'ordre de $0.13 kV/\mu s$ qui représente une valeur significative. Cependant, la capacité de coulage du MOS est par ailleurs doublée à cause de la présence de la diode anti-parallèle ce qui engendre des courants asymétriques importants.

Durant cette phase, l'inductance L_o découple l'interrupteur de la source, minimisant ainsi la transmission de mode symétrique du courants parasites. Ils ne concernent que les mailles en dérivation sur l'interrupteur fermé.

III.6.Conclusion :

Durant les commutations du convertisseur, les phases de mise en conduction et de blocage semblent les parties les plus polluantes, où des contraintes électriques considérables s'y appliquent.

La mise en conduction du hacheur quasi-résonnant constitue, par rapport au blocage, la commutation la plus polluée. Elle est marquée par des oscillations, du courant I_{ds} et de la tension V_{ds} , de fortes amplitudes et progressivement atténuées.

Les principaux termes de parasites intervenant sont les inductances parasites des circuits connectés en dérivation sur l'interrupteur : L_{C4}, L_{C5}, L_{C6} . elle occasionnent des régimes oscillatoires essentiellement avec la capacité de l'interrupteur.

Les composants des circuits d'assistance jouent un double rôle dans la création des régimes parasites :

- dans leur phase active, ces composants soumis à des gradients de courant ou de tension élevés, modifient le régime électrique.

- dans leur phase inactive, ces composants sont siège d'une énergie résiduelle qui contribue aux régimes oscillatoires lors de l'ouverture ou de la fermeture de l'interrupteur. Donc on se trouve devant un compromis : l'utilisation des circuits d'assistance réduit les pertes par commutation mais participe à la génération des perturbations conduites.

La topologie du convertisseur détermine les couplages de mode commun, les plus importants étant dus aux interrupteurs placés sur leurs dissipateurs.

La structure présentant une inductance en série avec l'interrupteur dans la maille principale de commutation, voit celle-ci se comporter vis-à-vis de la source comme étant un filtre, d'autant plus efficace qu'elle est grande. Les courants parasites de mode différentiel sont réduits mais l'inductance génère un fort gradient de potentiel à l'amorçage qui contribue fortement au mode commun.

De point de vue générale, la grande valeur de L_o d'une part et le nombre restreint de cellules élémentaires d'autre part, font du hacheur quasi-résonnant un convertisseur peu polluant.

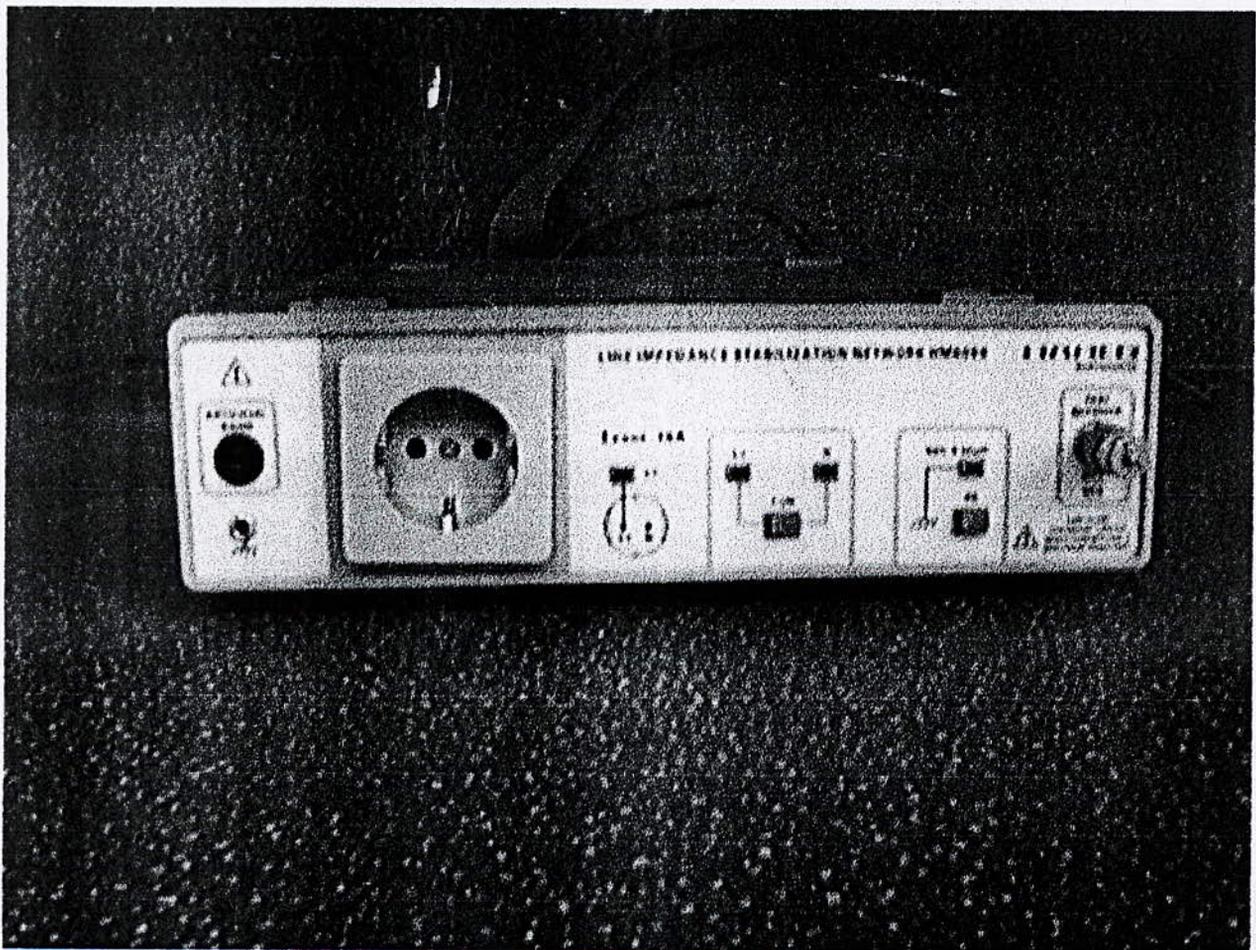
Finalement, cette étude nous a permis d'identifier les différentes sources de perturbations conduites ainsi que les différents principes qui en génèrent, ce qui aide à comprendre le principe de réduction des perturbations conduites.

Bibliographie :

- [1] F. COSTA, G. ROJAT «CEM en électronique de puissance », Technique de l'ingénieur, D 3 292.
- [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] A. PUZO, « contribution à l'études des perturbations rayonnées par les convertisseurs HF », Thèse de doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon, Juin 1992.
- [4] 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.
- [5] F. GARDIOL, «Traité d'hyperfréquences», éditions Dunod.
- [6] B. KHELIF, M. ARROUDJ «Contribution à l'étude des perturbations conduites dans un hacheur à commutation forcée haute fréquence », Projet de fin d'étude de l'Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2000.
- [7] Paul W. Tuinenga, « Guide pour l'analyse et la simulation de circuits avec Pspice », Edition MASSON. 1992.

CHAPITRE III

ETUDE QUANTITATIVE DES PERTURBATIONS CONDUITES DU HACHEUR QUASI RESONNANT



Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne (R.S.I.L.)

Chapitre III

Etude quantitative des Perturbations Conduites du Hacheur Quasi Résonnant

III.1.Contexte d'évaluation :

Comme on l'a vu jusqu'ici, les signaux parasites émis par la source perturbatrice, dans un convertisseur statique, sont propagés vers la source d'énergie ou vers la charge (victimes), de plusieurs façons, liées à leurs environnements respectifs.

Pour la mesure de ces perturbations il faut disposer d'une source d'énergie parfaitement connue. Par ailleurs, il faudra protéger l'équipement sous teste 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 III.1). Il s'apparente à un filtre passe-bas (L) vis-à-vis des perturbations haute fréquence existantes sur le réseau et passe haut (C) vis-à-vis des courants parasites haute fréquence émis par le convertisseur[1].

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

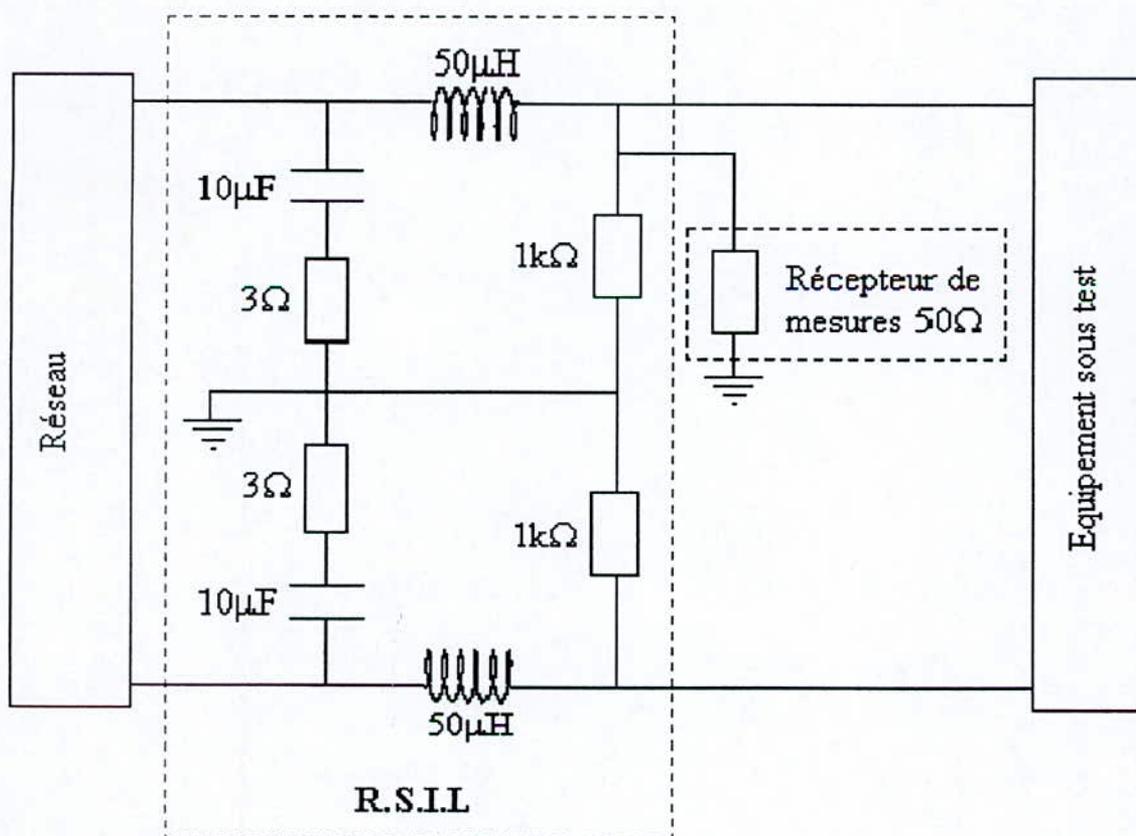


Figure III.1 : Le R.S.I.L et son insertion dans un équipement

Lors des mesures, le FSIL 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 50Ω et la sortie « réseau d'alimentation » en circuit ouvert. Sa variation en fonction de la fréquence est donnée par la figure III.2.

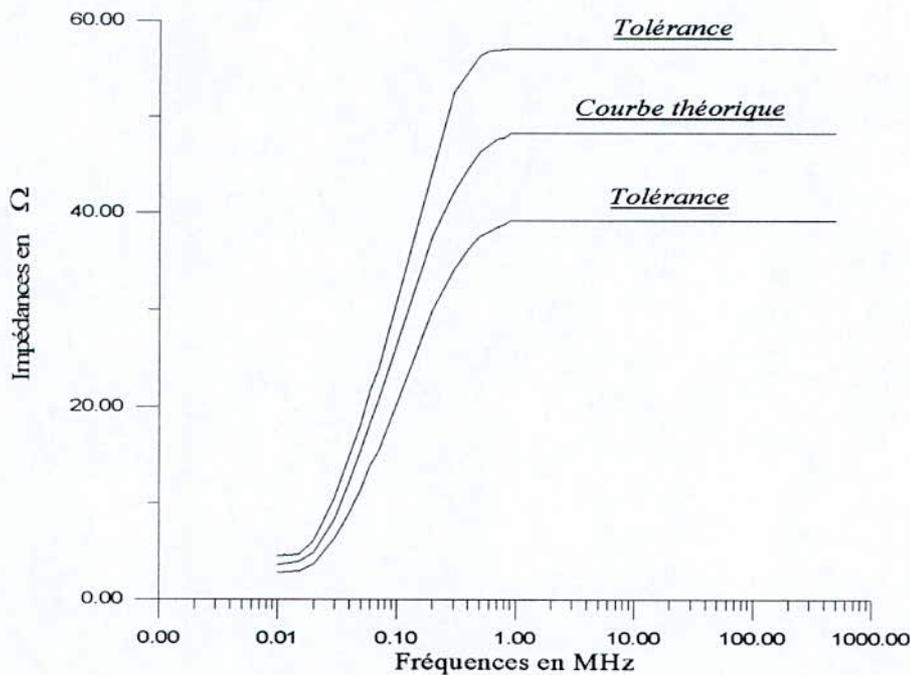


Figure III.2 : Variation de l'impédance du RSIL en fonction de la fréquence

L'utilisation du RSIL a trois objectifs :

- Assurer l'alimentation de l'équipement sous test à basse fréquence sans atténuations.
- Bloquer toute perturbation haute fréquence pouvant provenir du réseau.
- Isoler les perturbations produites par l'équipement sous test 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 amenés 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 élevée 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, gradient, forme) concerne aussi la sensibilité d'un appareillage, citons la marge d'immunité au bruit des circuits numériques[2].

Dans le domaine fréquentiel :

Il est important de connaître le contenu spectral du signal parasite, les normes définissant en effet, des valeurs maximales en fonction de la fréquence. Certain équipement,, comme par exemple les récepteurs radio, sont susceptible à cet aspect.

III.2. Les paramètres influents sur les perturbations :

Le courant absorbé par le convertisseur et les tensions s'y développant constituent, comme a été vu dans le chapitre précédent, les origines des courants parasites. Nous pouvons définir assez facilement les paramètres qui vont les modifier.

- Le courant I_o dans la charge, 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_o ,
- Le gradient de la tension de commande de grille, contrôlée par la résistance de grille R_g ,
- Le contrôle du gradient des courants et des tensions se fait par les circuits d'assistances ; l'impact de ces CALC sera étudié plus loin.

Les réglages pour la mesure seront effectués avec :

- Variation de la tension d'alimentation E de 50 à 100V, la fréquence de découpage F_o de 20kHz à 100kHz et un rapport cyclique $\alpha=1/2$,
- Pour des variations significatives de I_o de 2 à 10A,
- L'influence de la commande de la grille sera déterminée par la variation de R_g de 6 (commande rapide) à 100 Ω (commande lente).

Les résultats seront présentés sous forme de spectre, de relevés temporels, permettant une analyse en rapport avec l'étude fine des commutation 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 la bande. Par contre dans la gamme s'étendant approximativement de 10MHz à 100MHz, interviennent des phénomènes liés aux transitoires de commutations, dépendant essentiellement de la nature intrinsèques des interrupteurs, de leur vitesse de commande, des composants parasites liés aux composants passifs et câblage et de la topologie du convertisseur.

III.3. Mesure des perturbations conduites :

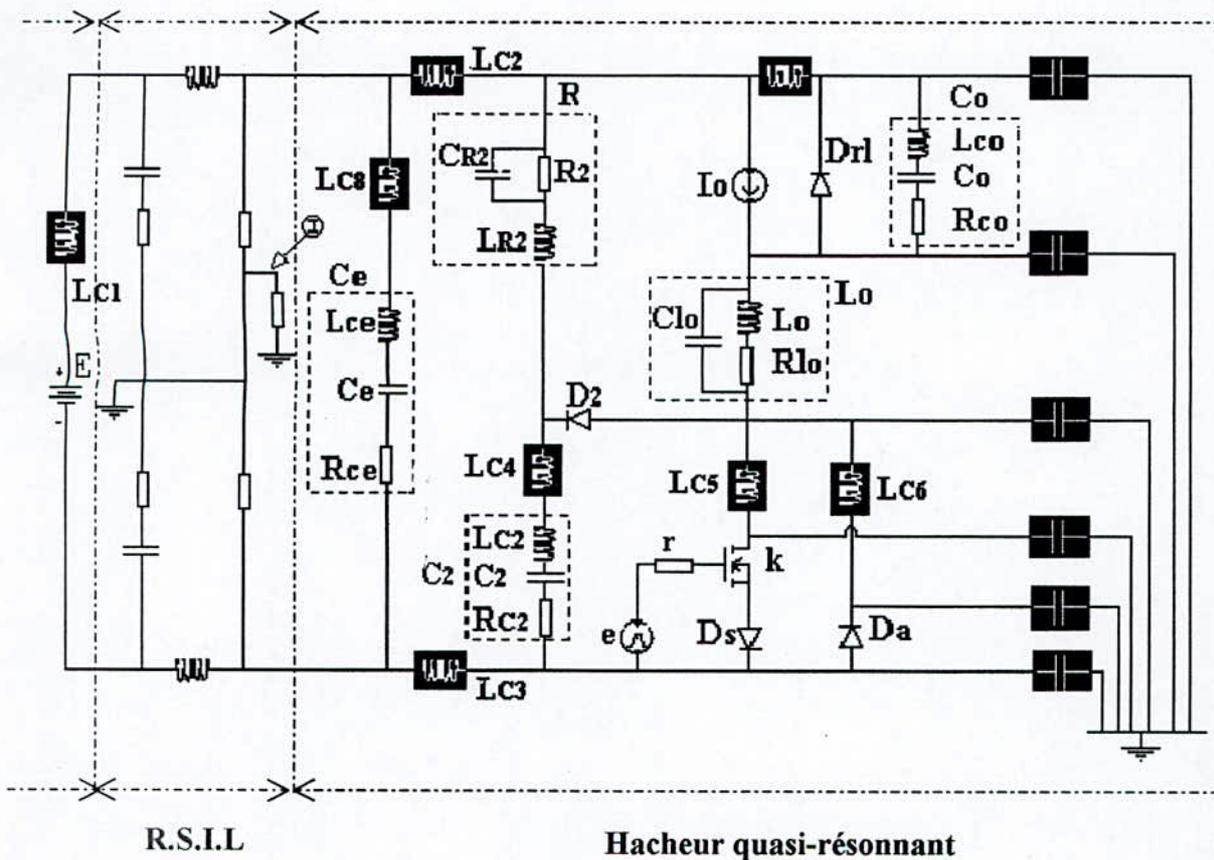


Figure III.3 : Hacheur quasi-résonnant alimenté à travers le R.S.I.L

Le schéma de la figure III.3 donne le montage utilisé pour la simulation du courant de perturbation conduite, il s'agit du montage du hacheur quasi-résonnant, de la figure II.14 vue précédemment, faisant apparaître les différents composants parasites intervenant dans le fonctionnement électrique que dans les couplages. L'interprétation des relevés temporels ou fréquentiels fera appel à ce modèle.

Les paramètres électriques de réglages sont ceux définis ultérieurement, qui constituent les facteurs influençant sur la génération des perturbations électromagnétiques conduites générées par le hacheur quasi résonnant.

Pour chaque facteur, nous avons placé le relevé temporel du courant parasite face à chaque spectre de mode commun, ainsi que la tension d'interrupteur qui semble être la grandeur avec laquelle il est corrélé.

III.3.1 Perturbations conduites au point nominal :

Nous présentons dans un premier temps des mesures temporelles et fréquentielles des perturbations électromagnétiques conduites au point nominale, $E=100V$, $P=1kW$, $f=100kHz$. Les figures III.5 et III.6 représentent respectivement le signal temporel et fréquentiel des perturbations conduites liées aux commutations du transistor relatives aux transitoires de blocage ainsi que l'amorçage (figure III.4).

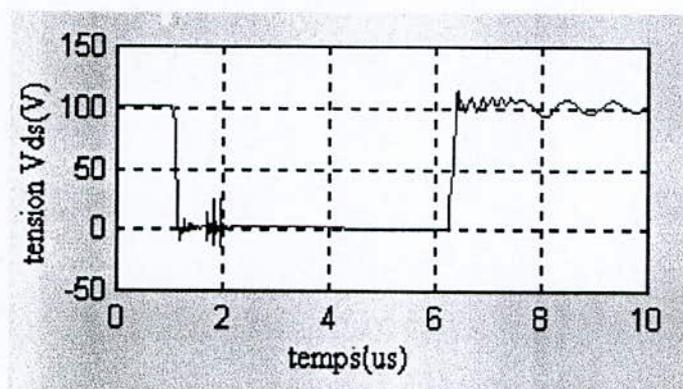


Figure III.4 : Tension dans l'interrupteur

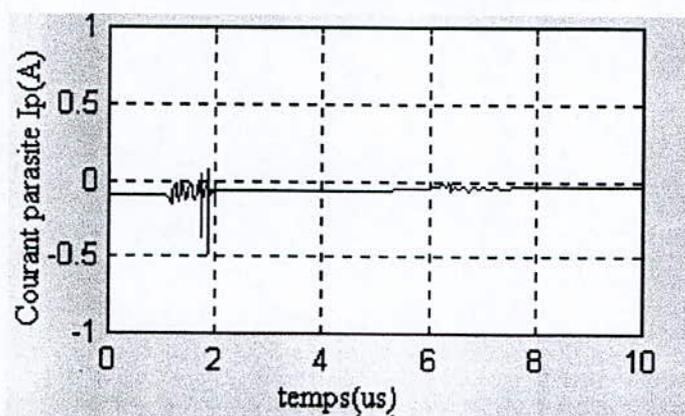


Figure III.5 : Courant de perturbation conduite du convertisseur

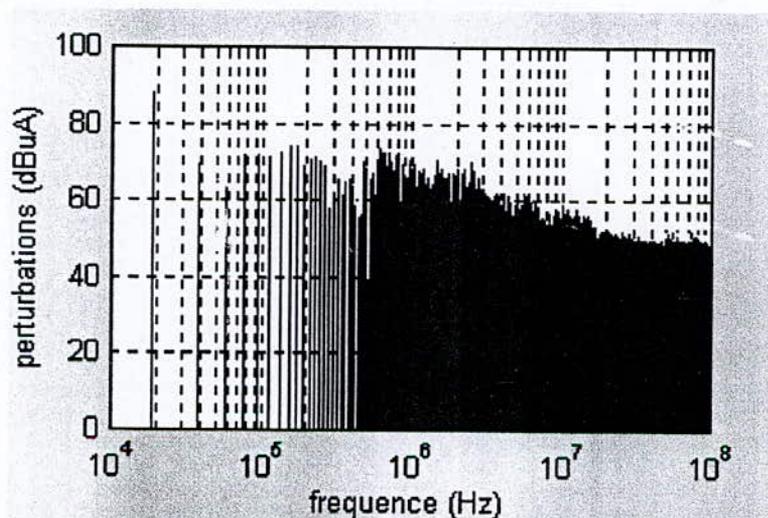


Figure III.6 : Spectre de perturbation conduite du convertisseur

Les simulations montrent qu'un courant de perturbation conduite existe durant toute la période de commutation et dont la valeur, au point de fonctionnement nominale, est de l'ordre de quelques mA. Cette valeur est plus significative à la mise en conduction du convertisseur (elle peut atteindre 0.5A) comme le montre la corrélation du signal parasite et la tension aux bornes de l'interrupteur (Figure III.4 et III.5).

Pour une analyse globale du comportement électromagnétique du convertisseur statique comportant, au même temps, l'information en fréquence et sur le temps, nous utilisons la méthode de spectrogramme. Il s'agit d'une analyse temps-fréquence du courant parasite et qui permet d'attribuer à chaque événement temporel, donc à chaque commutation, un rôle au niveau de la génération des perturbations électromagnétiques.

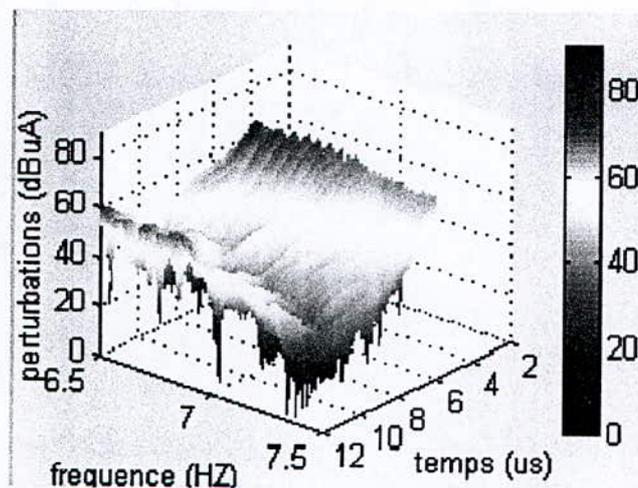


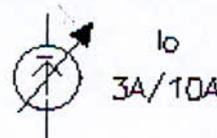
Figure III.7 : Spectrogramme des perturbations conduites

Sur le spectrogramme présenté ci-dessus (Figure III.7), nous retrouvons bien les deux commutations et leurs contributions respectives sur le contenu spectral des perturbations électromagnétiques conduites. Nous remarquons une commutation douce non polluante 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 modifiées.

La forte atténuation des courants parasites dans le domaine haute fréquence pour le hacheur quasi-résonnant résulte de la présence de l'inductance L_o dans la maille principale de commutation. D'autre part ; le mode quasi-résonnant du convertisseur limite le nombre de composants d'assistance aux bornes de l'interrupteur, réduisant ainsi les régimes parasites[1].

III.4. Influence des paramètres électriques sur la génération des perturbations :

III.4.1. Influence du courant de charge I_o :



Les courbes suivantes sont obtenues pour un courant de charge de 3A dans le montage de la figure III.3; les autres paramètres restent inchangés. Les relevés temporels et fréquentiels du courant de perturbations conduites correspondant sont donnés ci-dessous.

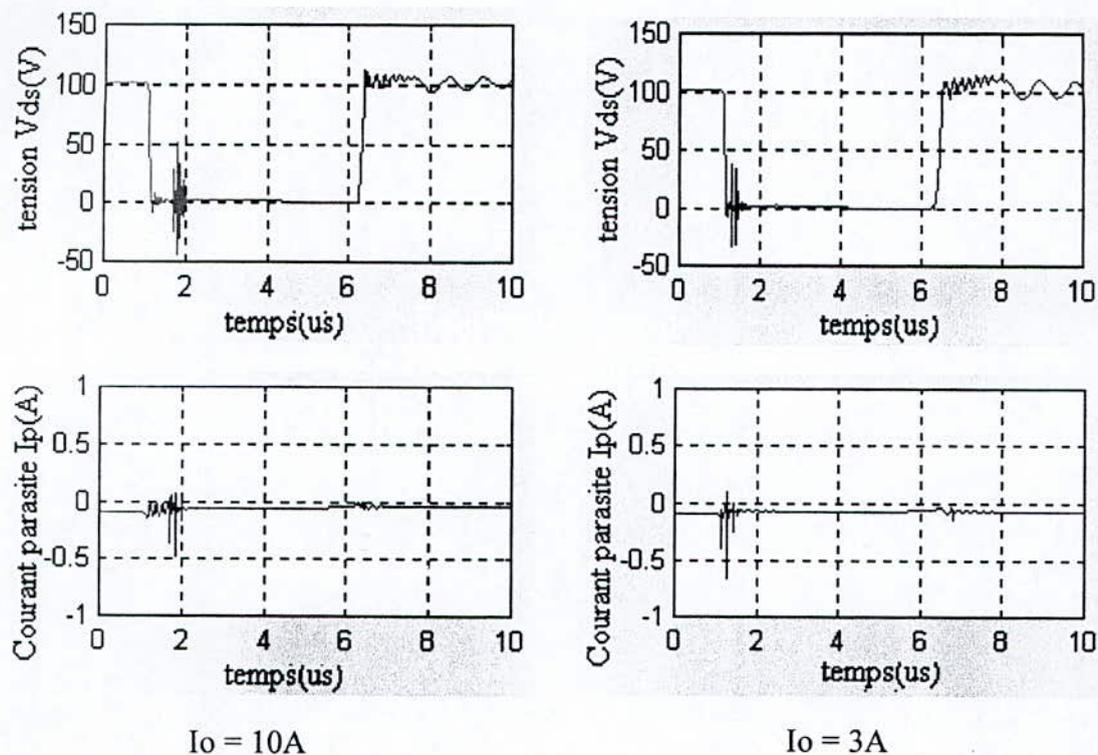


Figure III.8 : Courant de parasite et la tension V_{ds} dans l'interrupteur

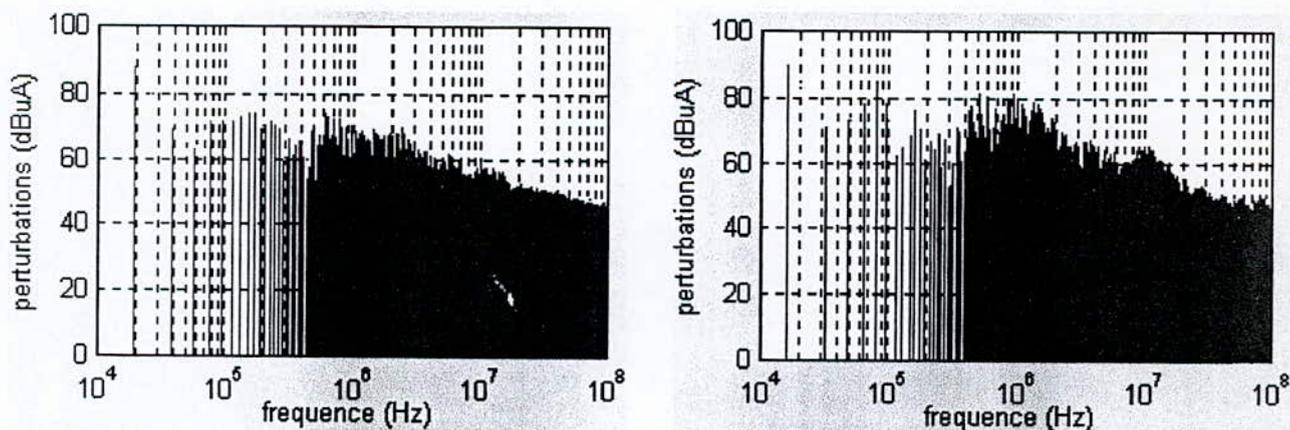


Figure III.9 : Spectre de perturbation conduite 100V-10 / 3A

Nous constatons un effet relativement mineur du courant de charge sur le niveau de pollution. Les relevés temporels montrent qu'à la mise de conduction ainsi qu'au blocage le courant de perturbation conduite est légèrement modifié; néanmoins une diminution de quelques dB μ A est marqué sur le relevé fréquentiel dans la gamme 10-100MHz.

Le spectrogramme des perturbations électromagnétiques conduites (Figure III.10) montre que le signal parasite à la mise en conduction est relativement inchangé, or son caractère impulsionnel contribue à étendre le spectre.

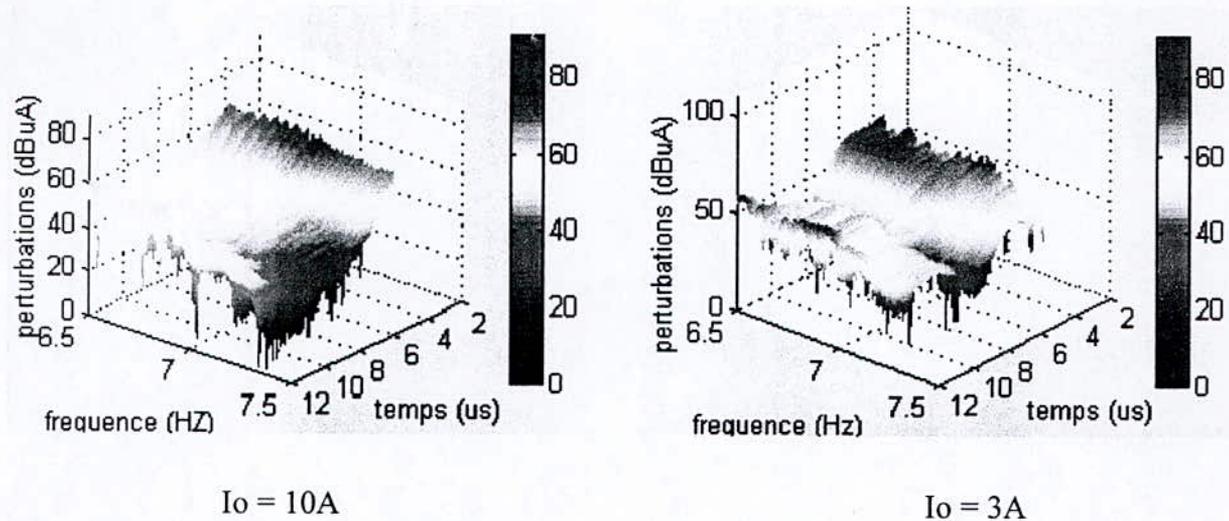


Figure III.10 : Spectrogramme des perturbations conduites 100V - 10 / 3A

La 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. Nous avons calculé un $dV_{ds}/dt=0.88kV/us$ et $dV_{ds}/ds=0.65kV/us$ pour $I_o=10A$ et $I_o=3A$ respectivement.

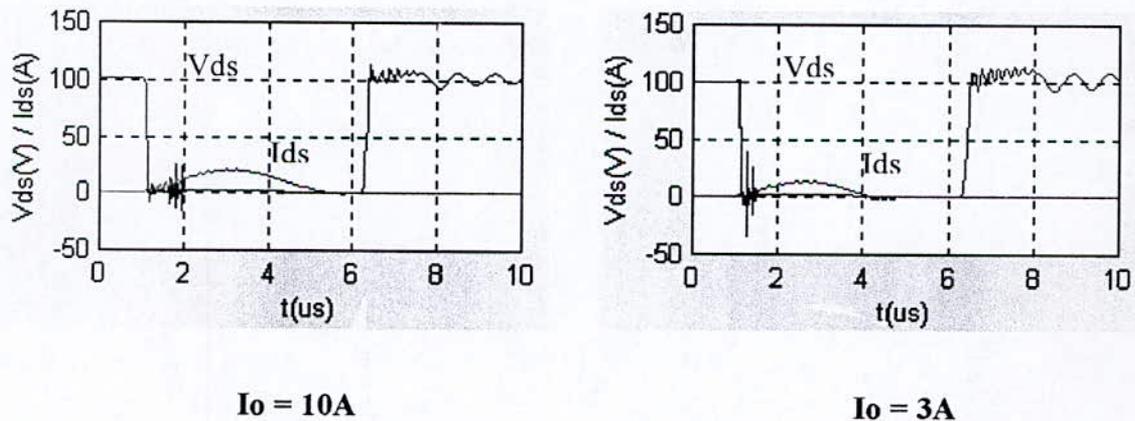
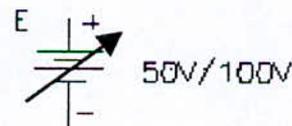


Figure III.11 : Courant et tension dans l'interrupteur 100V- 10 / 3A

III.4.2. Influence de la tension d'alimentation :



La figure III.12 présente la simulation du courant parasite lors de la commutation pour une tension d'alimentation de 100V puis 50V, les autres paramètres étant inchangés. Nous constatons une diminution de 5 à 10 dbuA sur tout le spectre (Figure III.13).

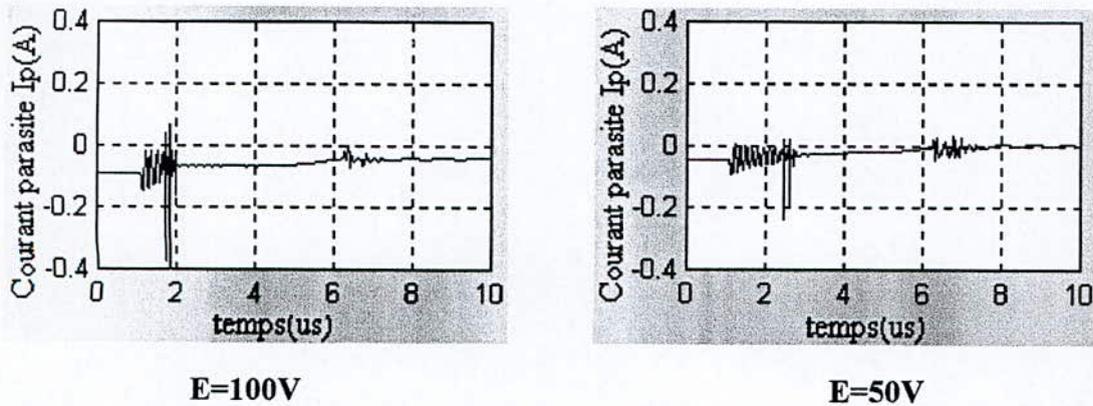


Figure III.12 : Courant parasite lors de la commutation 100V / 50V - 10A

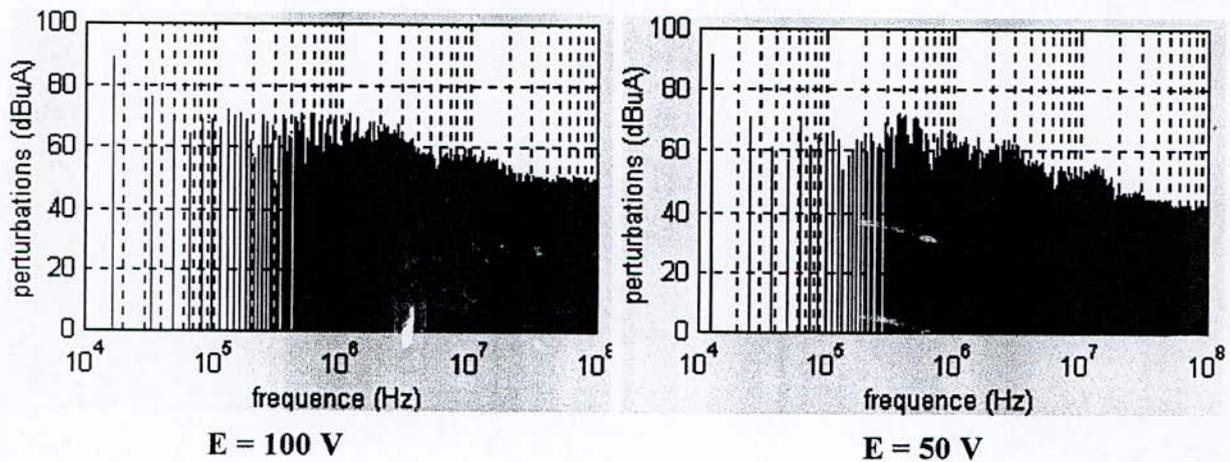


Figure III.13 : Spectre de perturbation conduite 100 / 50V - 10A

Les spectrogrammes représentés sur la figure IV.14 montrent que la commutation à l'amorçage du MOSFET est très affectée par l'augmentation de la tension d'alimentation, de même pour la phase de blocage qui présente deux niveaux de pollutions très variants entre les deux cas.

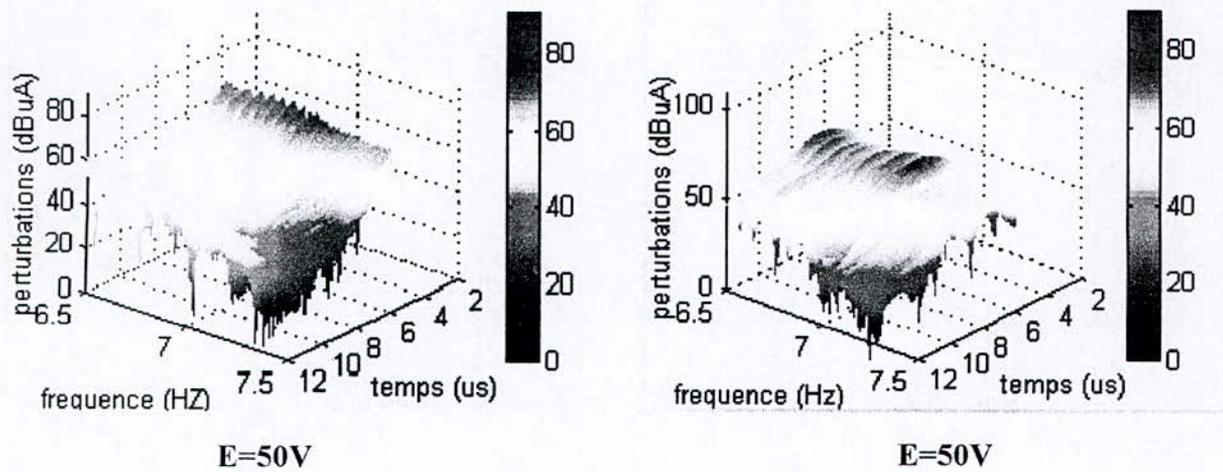


Figure III.14 : Spectrogramme 100V/50V – 10A

La variation de la tension d'alimentation à pour effet de réduire à la fois le gradient de potentiel V_{ds} ainsi que le courant I_{ds} . Ces deux facteurs étant les causes majeures des courants parasites (Figure III.15).

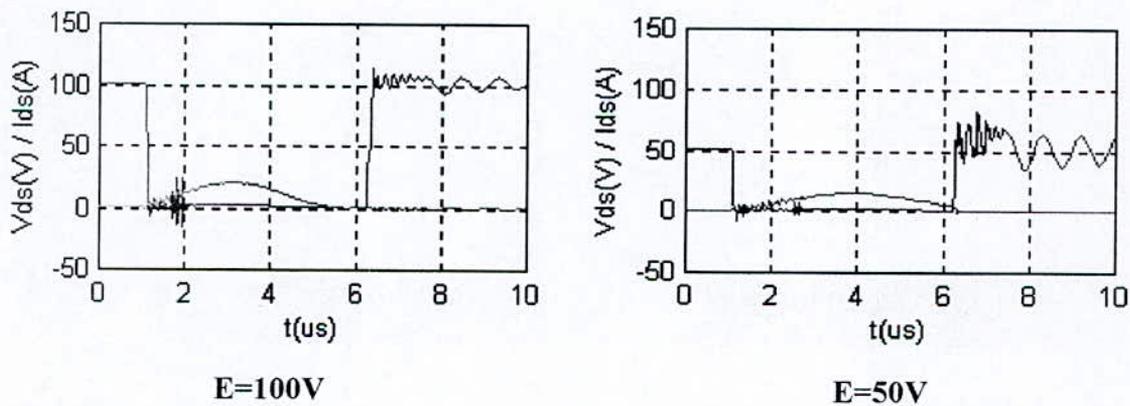
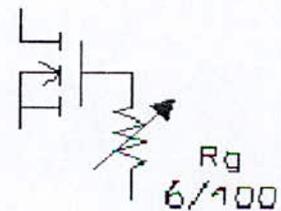


Figure III.15 : Tension et courant dans l'interrupteur 100/50V – 10A

III.4.3. Influence de la vitesse de commutation :

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



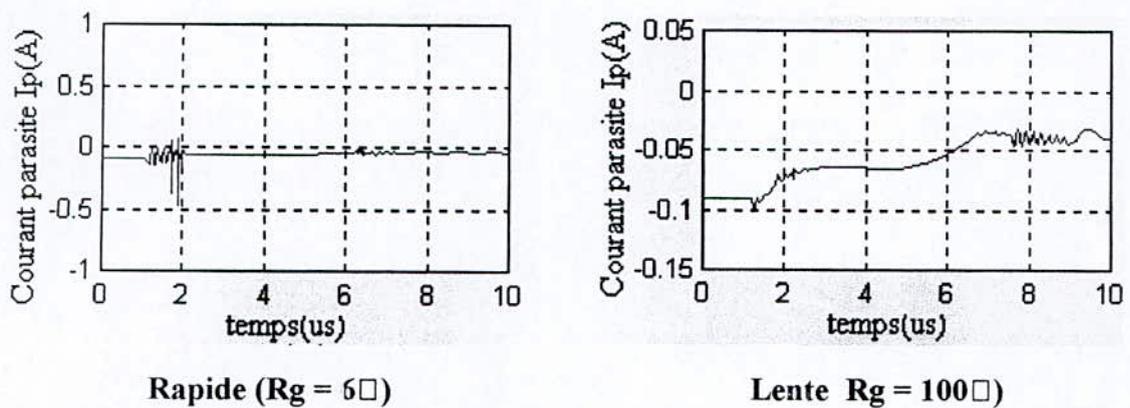


Figure III.16 : Courant parasite 100V-10A commande de la grille rapide/lente

Les relevés fréquentiels montrent une nette diminution des niveaux de perturbations dans la gamme 1-100MHz, une diminution qui peut atteindre 15db (Figure III.17).

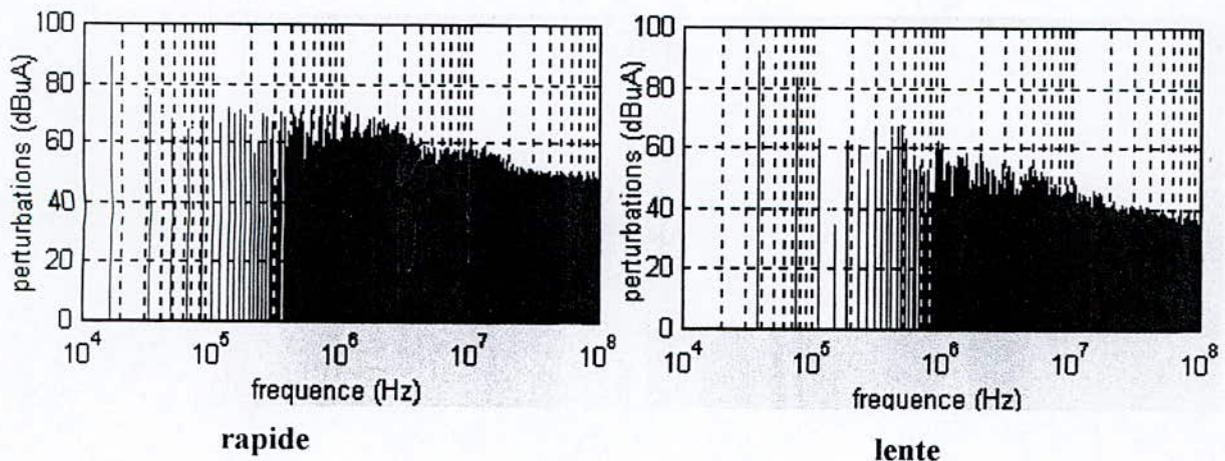


Figure III.17 : Spectre de perturbation conduite commande rapide / lente

Les spectrogrammes de perturbations électromagnétiques conduites (Figure IV.18) montrent que le niveau de ces perturbations diminue sur toute la plage de fréquence pour un type de commande lente.

La réduction de la vitesse de commande de l'interrupteur peut être réalisée sans pénaliser les pertes par commutation de l'interrupteur au vu de forte assistance en mise de conduction due à la forte valeur de L_o .

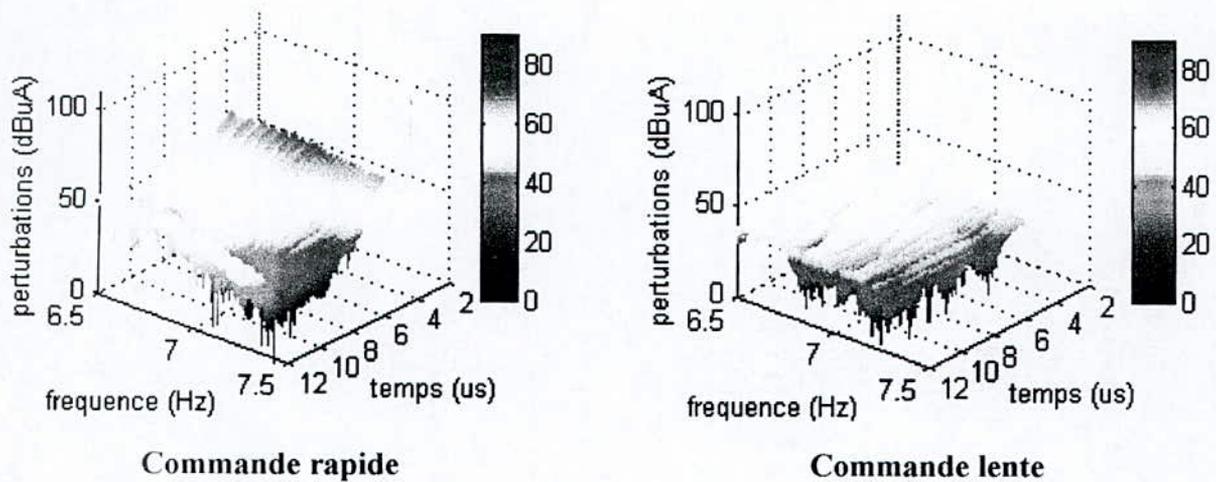


Figure III.18 : Spectrogramme des perturbations conduites

La commande de la grille intervient directement, à la mise de conduction, sur le gradient de potentiel V_{ds} et au blocage sur le régime oscillant de remontée de V_{ds} , d'où les signaux parasites qui résultent et qui sont réduits (Figure III.19).

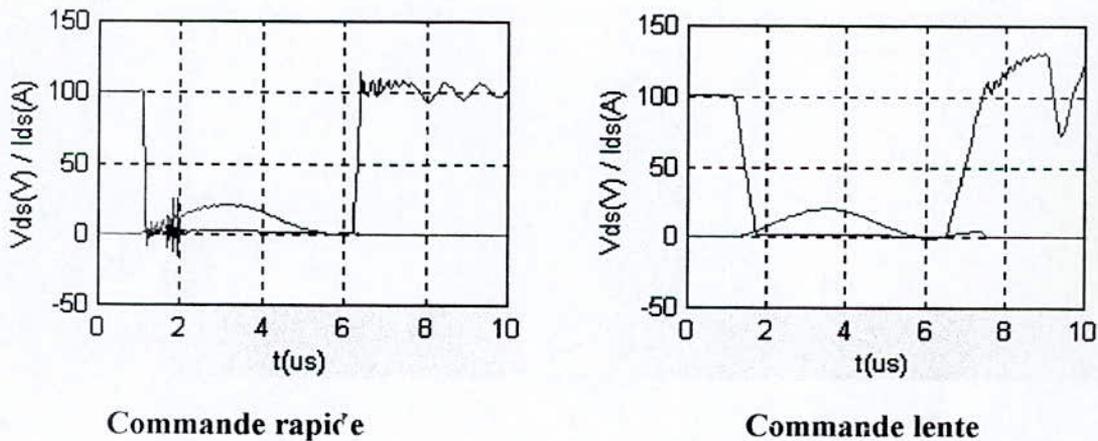
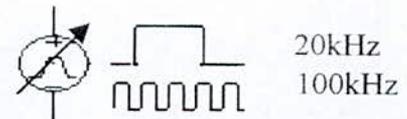


Figure III.19 : Tension et courant dans l'interrupteur commande rapide/lente

III.4.4 nfluence de la fréquence de découpage :



Les simulations effectuées jusqu'ici sont faites pour des variations des conditions de charges, si celles-ci restent constantes, le contrôle s'effectue par variation de fréquence. Les simulations suivantes correspondent aux deux points 100kHz et 20kHz.

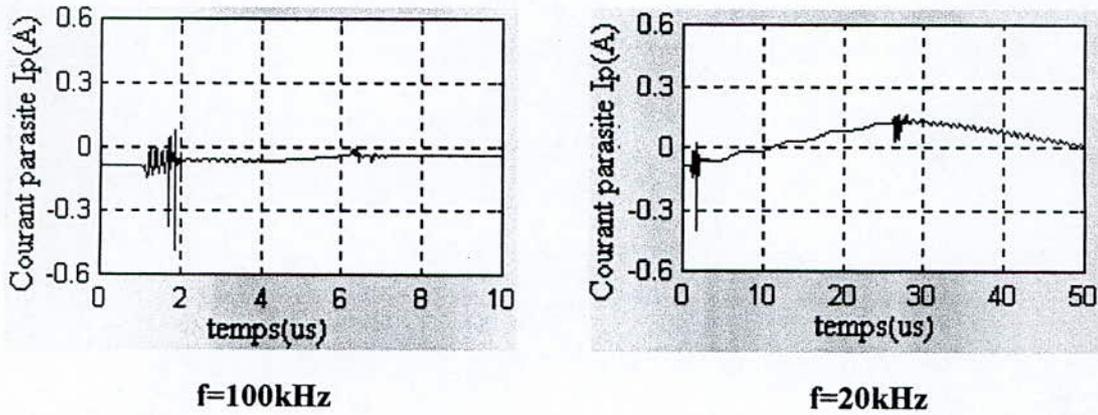


Figure III.20 : Courant de perturbation conduite 100V, 10 - 100kHz/20kHz

Ce mode de commande apparaît très favorable. En effet, la diminution de la fréquence contribue à réduire le niveau de spectre de courants parasites. Cet effet est particulièrement important dans la gamme 10-100MHz, où l'atténuation est de l'ordre de 10db (figure III.21).

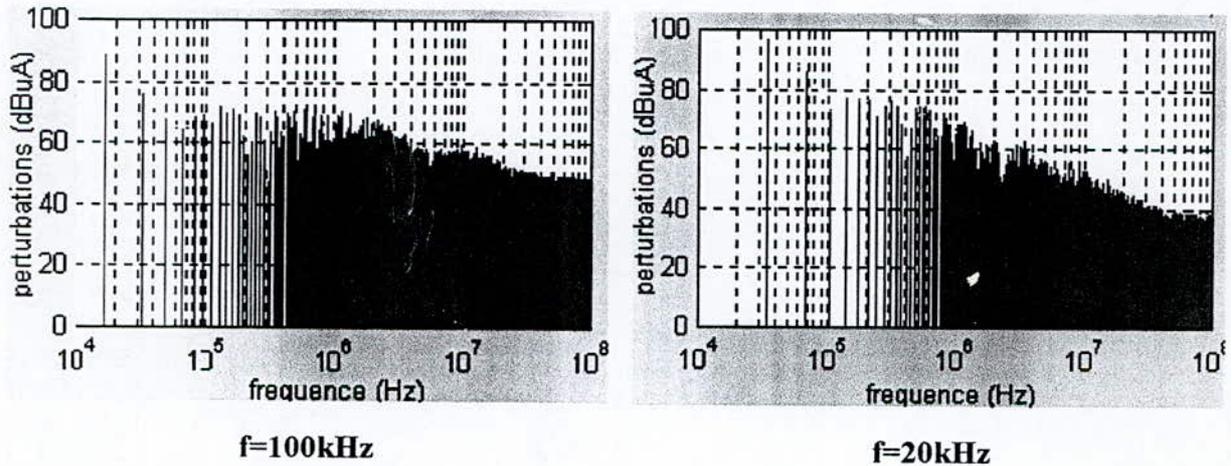


Figure III.21 : Spectre 100V/10A – 100kHz/20kHz

Les spectrogrammes présentés sur la figure III.22 montrent bien que les deux commutations (amorçage et blocage) sont affectées par l'augmentation de la fréquence de découpage, particulièrement la phase de l'amorçage. Donc une augmentation de fréquence provoque une augmentation des perturbations électromagnétiques conduites générées par le convertisseur.

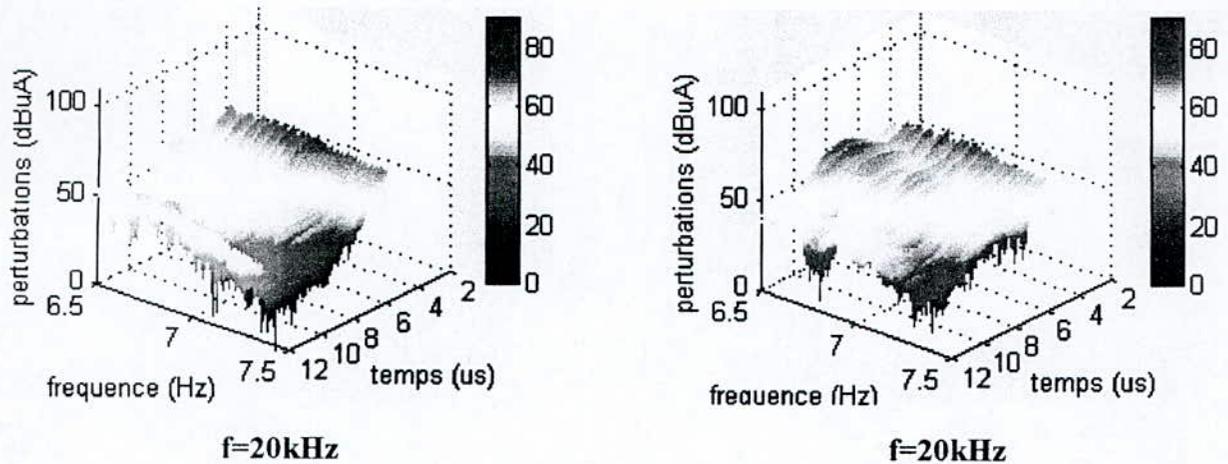


Figure III.22 : Spectrogramme des perturbations conduites

La visualisation de près de la tension de l'interrupteur relatifs aux deux fréquences permet d'expliquer l'augmentation de génération des perturbations conduites (Figure III.23). Pour une fréquence de 20kHz, nous constatons un nombre bien réduit d'oscillations de la phase de blocage dont le gradient de tension est faible et ce durant 5us, par rapport aux nombres d'oscillations relatives à 100kHz durant le même intervalle du temps. De plus nous constatons que l'enveloppe des oscillations du premier cas se rétrécit sensiblement avant la fin de la phase de blocage.

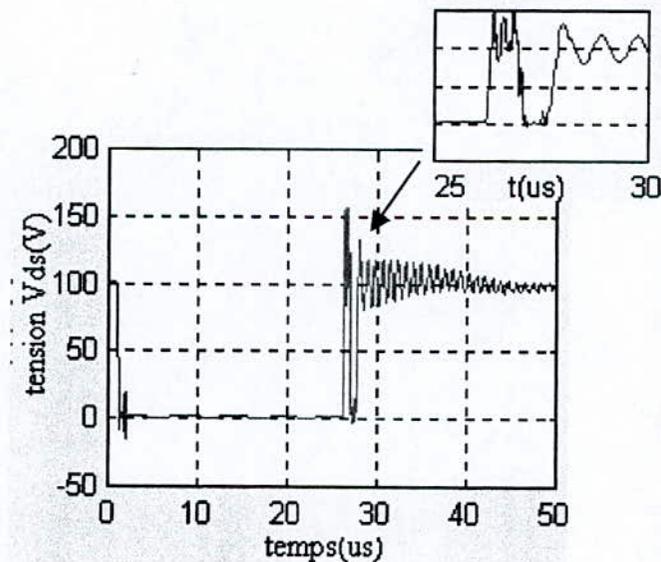


Figure III.23 : Oscillation de Vds au blocage pour 20kHz.

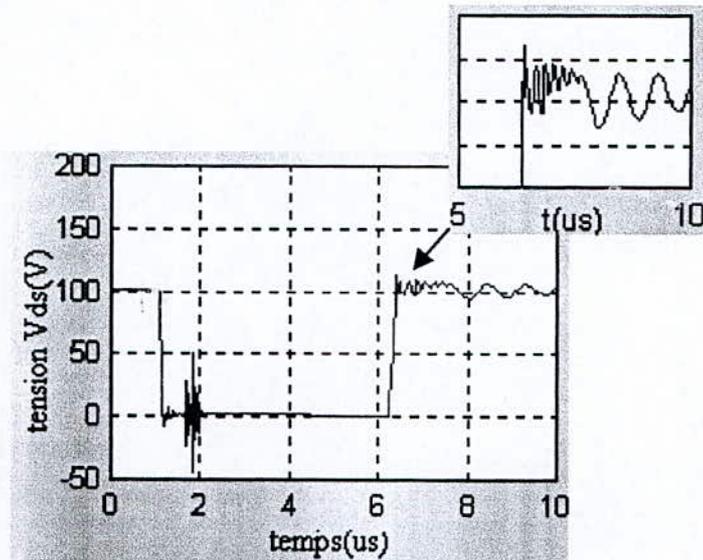
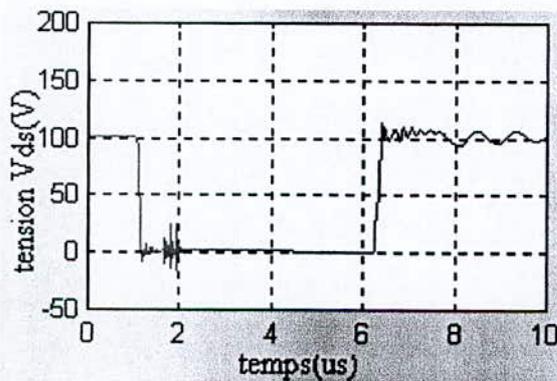


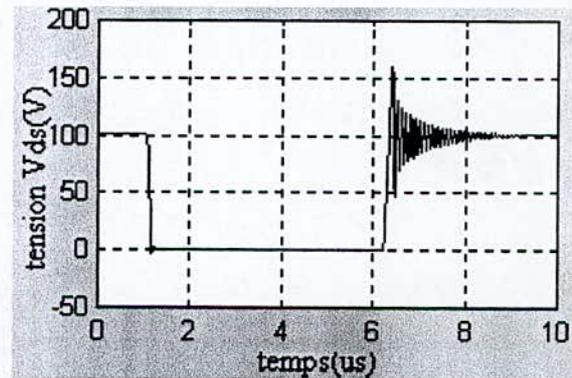
Figure III.24 : Oscillation de Vds au blocage pour 100kHz

III.5. Influence des circuits d'aide à la commutation:

Les circuits d'aide à la commutation sont très employés dans les convertisseurs statiques pour réduire les pertes lors des commutations (figure III.25).



Commutations avec circuits d'aide



Commutations sans circuits d'aide

Figure IV.25 : Tension Vds dans l'interrupteur lors des commutations 100V/10A avec et sans CALC.

Si la présence des circuits d'aide à la commutation est bénéfique au point de vue de la réduction des pertes de la commutation, le problème en est tout autre au niveau de la contribution à la génération des perturbations conduites. L'analyse électrique fine a mis en évidence les régimes transitoires résultants de leur présence ; nous pouvons nous 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.

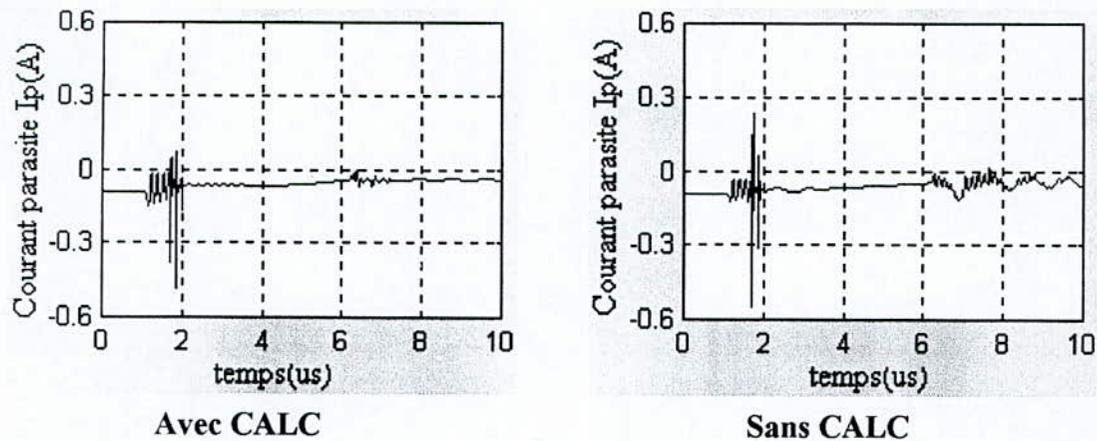


Figure III.26 : Courant parasite lors de la commutation avec et sans CALC

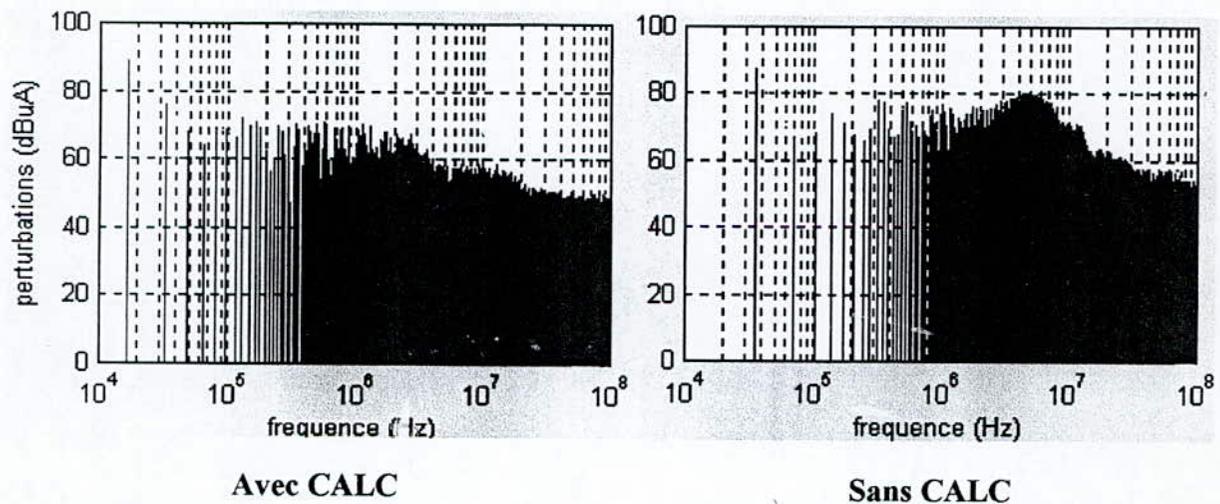


Figure III.27 : Spectre 100V/10A avec et sans CALC

La présence des CALC apparaît comme très favorable, où les niveaux de perturbations sont réduits. La figure III.27 indique une nette diminution du spectre de l'ordre de 5-10db dans la gamme 1-100MHz, lors ces circuits sont utilisés.

Les spectrogrammes présentés sur la figure III.28 montrent bien que les perturbations électromagnétiques conduites générées par le convertisseur statiques sans utilisations des CALC, sont fortement liés aux deux commutations (l'amorçage et le blocage) là où les circuits d'aides interviennent plus.

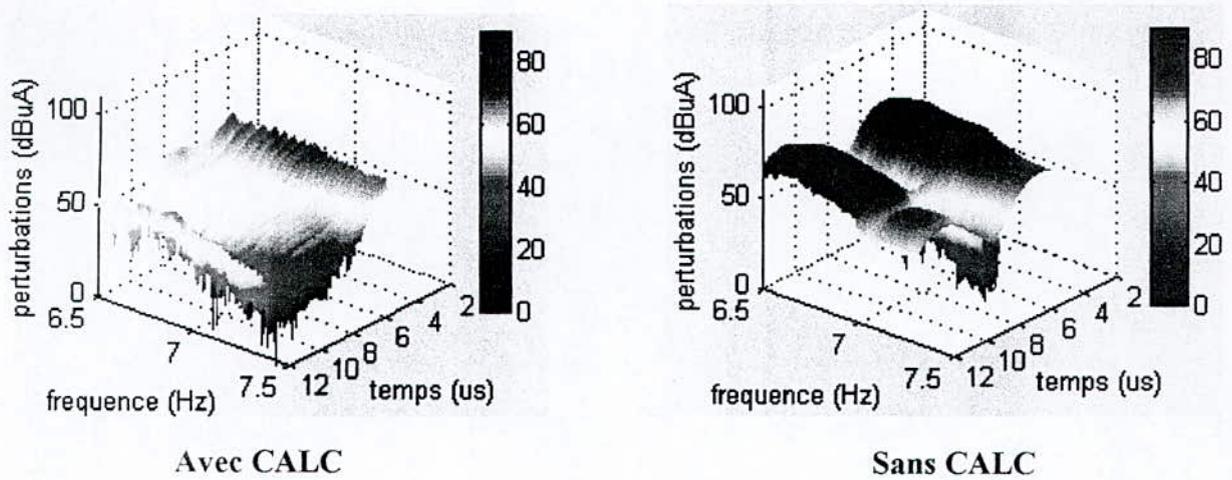


Figure III.28 : Spectrogrammes des perturbations conduites.

III.6. Influence du mode de commutation :

Pour étudier l'impact du mode de commutation sur la génération des perturbations électromagnétiques conduites, nous nous proposons de comparer le comportement électromagnétique du hacheur quasi-résonnant à celui du hacheur à commutation forcée, dont une étude similaire à celle effectuée dans ce thème lui a été appliquée [7]. Les deux convertisseurs fonctionnant dans les mêmes conditions, pour répondre aux mêmes contraintes électriques appliquées.

Cette comparaison permet de classer le comportement électromagnétique de notre convertisseur quasi-résonnant par rapport à celui du hacheur à commutation forcée ce qui permet aussi d'évaluer le taux de perturbation conduites générées pour les mêmes conditions de travail et dans un environnement identique.

III.6.1. Le hacheur à commutation forcée :

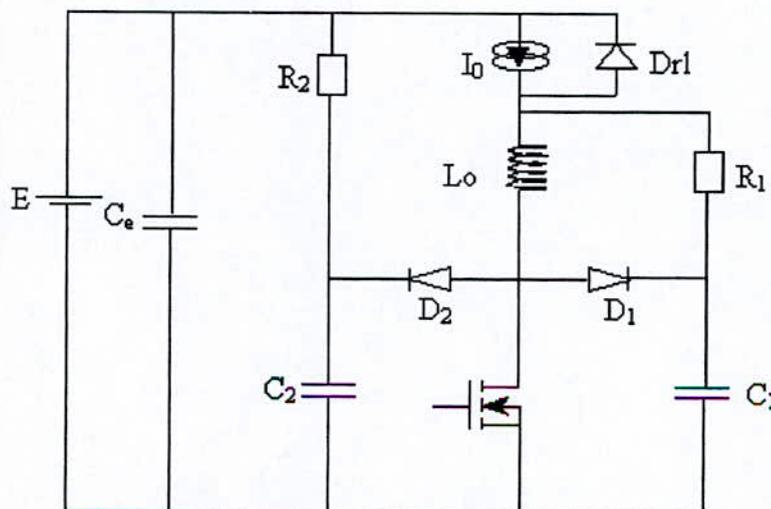


Figure III.29 : Hacheur à commutation forcée

La figure III.29 présente la cellule élémentaire du hacheur à commutation forcée utilisé. Pour le même point nominal (100V-10A-100kHz), les composants du convertisseur prennent les valeurs suivantes : $R_2=47\Omega$, $C_2=141\text{nF}$, $R_1=15\Omega$, $C_1=10\text{nF}$ et $L_o=1.2245\mu\text{H}$. Le transistor utilisé est identique à celui du montage quasi-résonnant, c'est un MOS IRF250 (200V-33a), les diodes sont de type D1N4148 [7].

Nous pouvons constater immédiatement une différence au niveau des circuits d'aide à la commutation ainsi que les valeurs des différents composants constituant les deux structures (figure II.2), particulièrement celle de l'inductance L_o qui se trouve dans la maille principale de la commutation. Nous verrons plus loin, l'impact de cette différence sur la génération des perturbations conduites.

La figure III.30 donne le schéma du montage « complet » du hacheur à commutation forcée avec la prise en considération des modèles comportementaux des composants actifs et passifs. Les imperfections de câblage, les capacités et les inductances du couplage sont donnés dans le tableau suivant :

Eléments passifs	Valeurs calculées	Paramètres du modèle
L_o	1,2245 μH	$R = 30,9922 \text{ m}\Omega$ $L = 1,2245\mu\text{H}$ $C = 32,7336 \text{ pF}$
C_e	10 μF	$R = 2,45919 \text{ m}\Omega$ $L = 172,725 \text{ nH}$ $C = 9,8747 \mu\text{F}$
C_1	10nF	$R = 17,78 \text{ m}\Omega$ $L = 132,291 \text{ nH}$ $C = 9,17127 \text{ nF}$
C_2	141nF	$R = 4,88450 \text{ m}\Omega$ $L = 223,196 \text{ nH}$ $C = 134,939 \text{ nF}$
R_1	15 Ω	$R = 17,4975 \Omega$ $L = 895,463 \text{ pF}$ $C = 878,265 \text{ nH}$
R_2	47 Ω	$R = 51 \Omega$ $L = 3,5151 \mu\text{H}$ $C = 399,572 \text{ pF}$

Tableau 1 : Valeurs des éléments des modèles comportementaux

Inductances parasites	Valeurs calculées (nH)
Lc1	1000
Lc2	45
Lc3	45
Lc4	33.28
Capacités parasites	Valeurs calculées (pF)
Cp1	2.88
Cp1	10
Cp3	20
Cp4	2.88

Tableau 2: Inductance et capacités de couplage

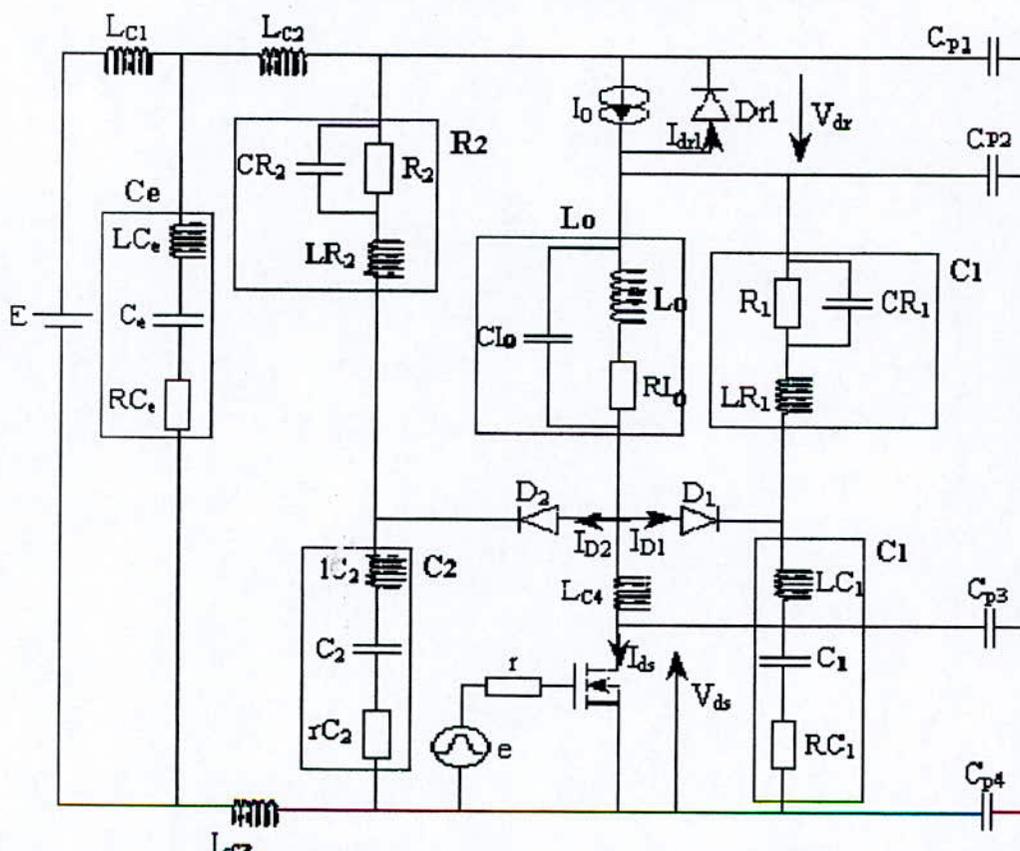


Figure III.30 : Montage complet du hacheur à commutation forcée

Le courant et la tension dans les interrupteurs des deux convertisseurs statiques pour un fonctionnement nominal 100V-10A-100kHz, sont données ci-dessous :

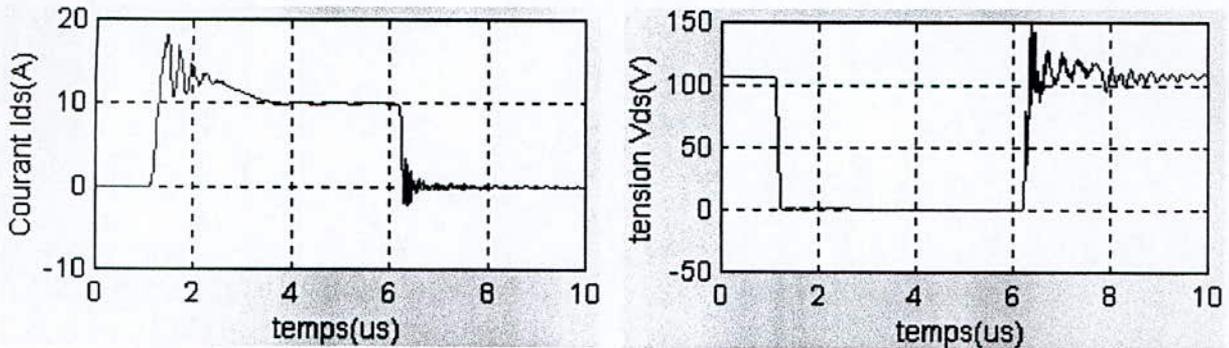


Figure III.31 : Courant/ Tension du hacheur à commutation forcée

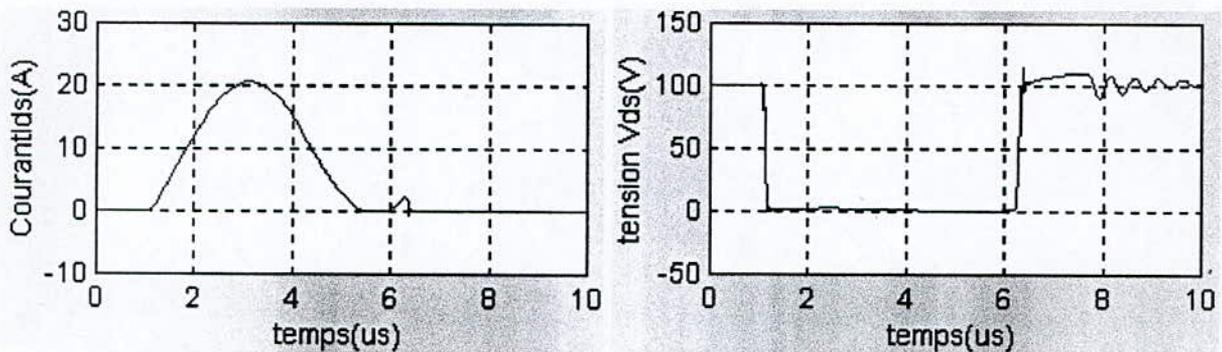


Figure III.32 : Courant/ tension du hacheur quasi-résonnant

La forme générale du courant I_{ds} des deux convertisseurs nous renseigne sur deux modes différents de commutation.

A l'amorçage ainsi qu'au blocage le courant du hacheur à commutation forcée présente un régime très oscillant. Ces oscillations ne sont pas rapidement atténuées.

En ce qui concerne la tension V_{ds} aux bornes de l'interrupteur, les deux convertisseurs présentent une commutation non polluée à l'amorçage mais un régime très oscillant au blocage pour le hacheur à commutation forcée.

Donc nous pouvons directement conclure que le hacheur quasi-résonnant subit des contraintes beaucoup moins importantes que le hacheur à commutation forcée, durant les phases de blocage et l'amorçage.

III.6.2. Analyse des perturbations conduites des convertisseurs :

Pour l'analyse des perturbations conduites générées par les deux convertisseurs au point nominal (100V, 10A, 100kHz), nous utilisons toujours un R.S.I.L, placé entre la source et le convertisseur. L'évolution des courants parasites, dans le temps et en fréquence pour les deux cas, est donnée ci-après :

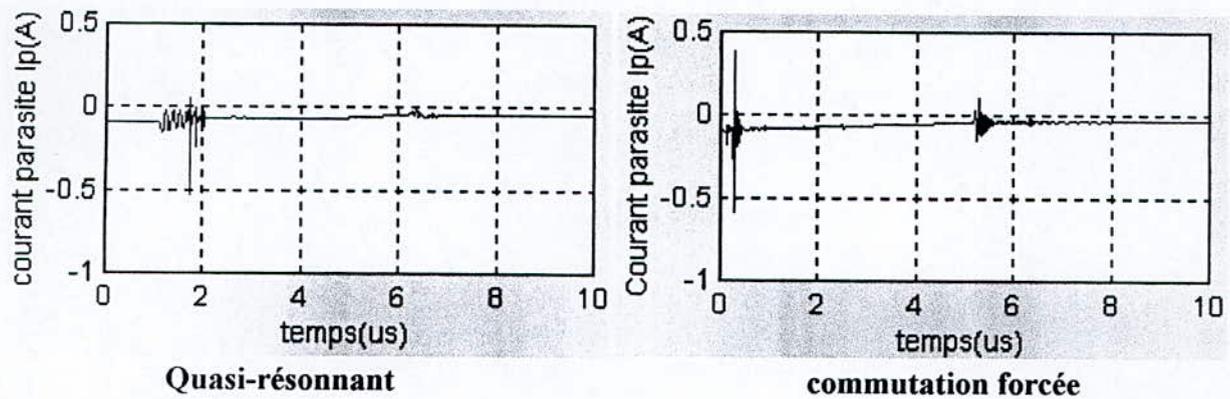


Figure IV.33 : Courants parasites dans les convertisseurs

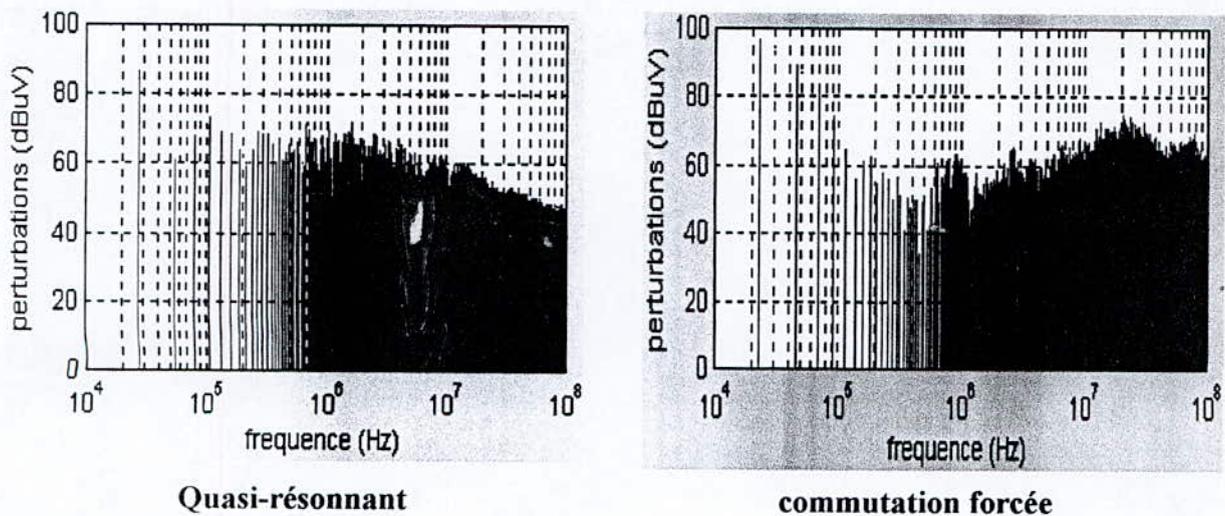


Figure IV.34 : Spectre de courant parasite

Les spectres des courants parasites correspondant aux deux convertisseurs présentent des aspects nettement séparés, les amplitudes de raie sont globalement plus faibles dans le cas du hacheur quasi-résonnant, on remarque une différence qui peut atteindre 20db à partir de 30kHz.

Nous remarquons que l'enveloppe du spectre de perturbation du hacheur quasi-résonnant diminue régulièrement, cette diminution est interrompue dans le cas du hacheur à commutation forcée à partir du MHz, ce qui nous amène à conclure que la commutation quasi-résonnante présente un aspect beaucoup moins polluant.

Les spectrogrammes des deux convertisseurs au points nominal sont donnés ci-après.

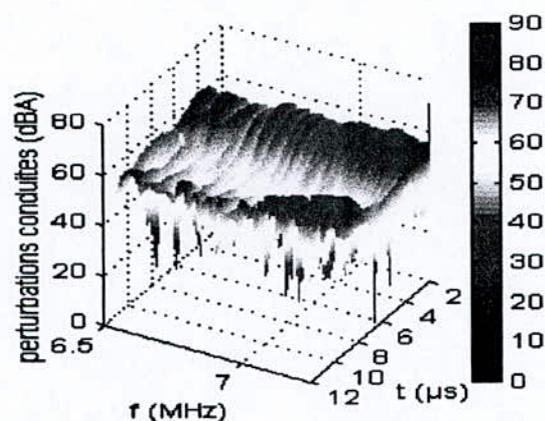


Figure III.35 : Spectrogramme du hacheur à commutation forcée

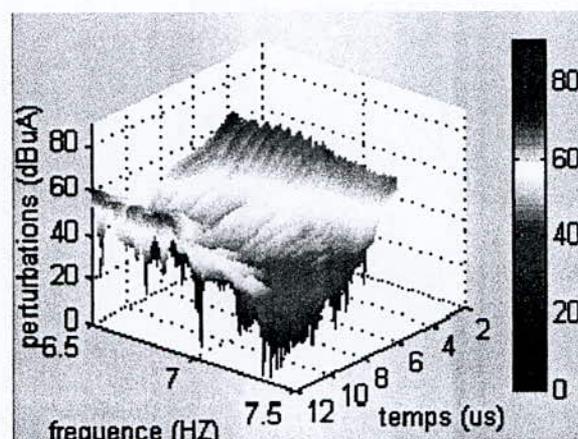


Figure III.36 : Spectrogramme du hacheur quasi-résonnant

Les parties les plus polluantes, pour les deux convertisseurs, constituent les phases de blocage et de l'amorçage, particulièrement l'amorçage avec des valeurs nettement plus importantes dans le cas d'une commutation forcée.

Le comportement de forte atténuation des perturbations conduites dans le hacheur quasi-résonnant résulte de la présence de L_o dans la maille principale de commutation., elle permet ainsi d'isoler le MOS du reste du convertisseur ce qui réduit son couplage avec les autres composants. Ce phénomène est moins accentué dans la structure à commutation forcée à cause de la faible valeur de L_o . En outre, cette structure possède des composants passifs dans les cellules d'aide à la commutation (R_1 , C_1), participant ainsi à la génération d'avantage de parasite.

Tout ces facteurs font du hacheur quasi-résonnant un convertisseur statique de faible pollution électromagnétique, par rapport au hacheur à commutation forcée. Ce qui lui permet d'être d'une grande utilité dans les montages d'électronique de puissance.

III.7. Synthèse sur les relevés :

La méthode de modélisation que nous avons explicitée précédemment nous a permis 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. Les imperfections des éléments actifs (capacité semi-conducteur boîtier, inductance des connexion 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 appliqués sur le circuit ; donc le hacheur quasi-résonnant, comme la plus part des convertisseurs statiques, 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 couplage ; provoquant parfois leur résonance 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 et limite la fréquence de découpage.

Les multiples circuits d'assistance qui entourent l'interrupteur, présente des composants parasites. Ils sont sièges d'énergie de parasite à l'origine de résonances multiples et à haute fréquence. 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 leur connexion devront être soignées afin de minimiser les inductances parasites de câblage.

La comparaison de la commutation quasi-résonnante avec celle à commutation forcée a montré que le hacheur quasi-résonnant est un convertisseur statique de faible pollution électromagnétique, due essentiellement à la valeur importante de l'inductance L_0 se trouvant dans la maille principale de commutation et au nombre réduit d'éléments passifs dans les circuits d'aide à la commutation. Ce qui favorise l'utilisation du hacheur quasi-résonnant dans l'électronique de puissance.

Bibliographie :

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

[2] AZOULAY & J. P. CHARLES, « Méthode de mesure de compatibilité électromagnétique », Note technique NT/PAB/ETR/693 du CENT, Février 1985.

[3] J.P. CHARLES, « Mode détection en analyse spectrale », Note technique NT/PAB/ETR/759 du CENT, 1987.

[4] F. COSTA, « Perturbation électromagnétique haute fréquence dans les convertisseur statiques », Ecole supérieure de CACHAN, Septembre 1995.

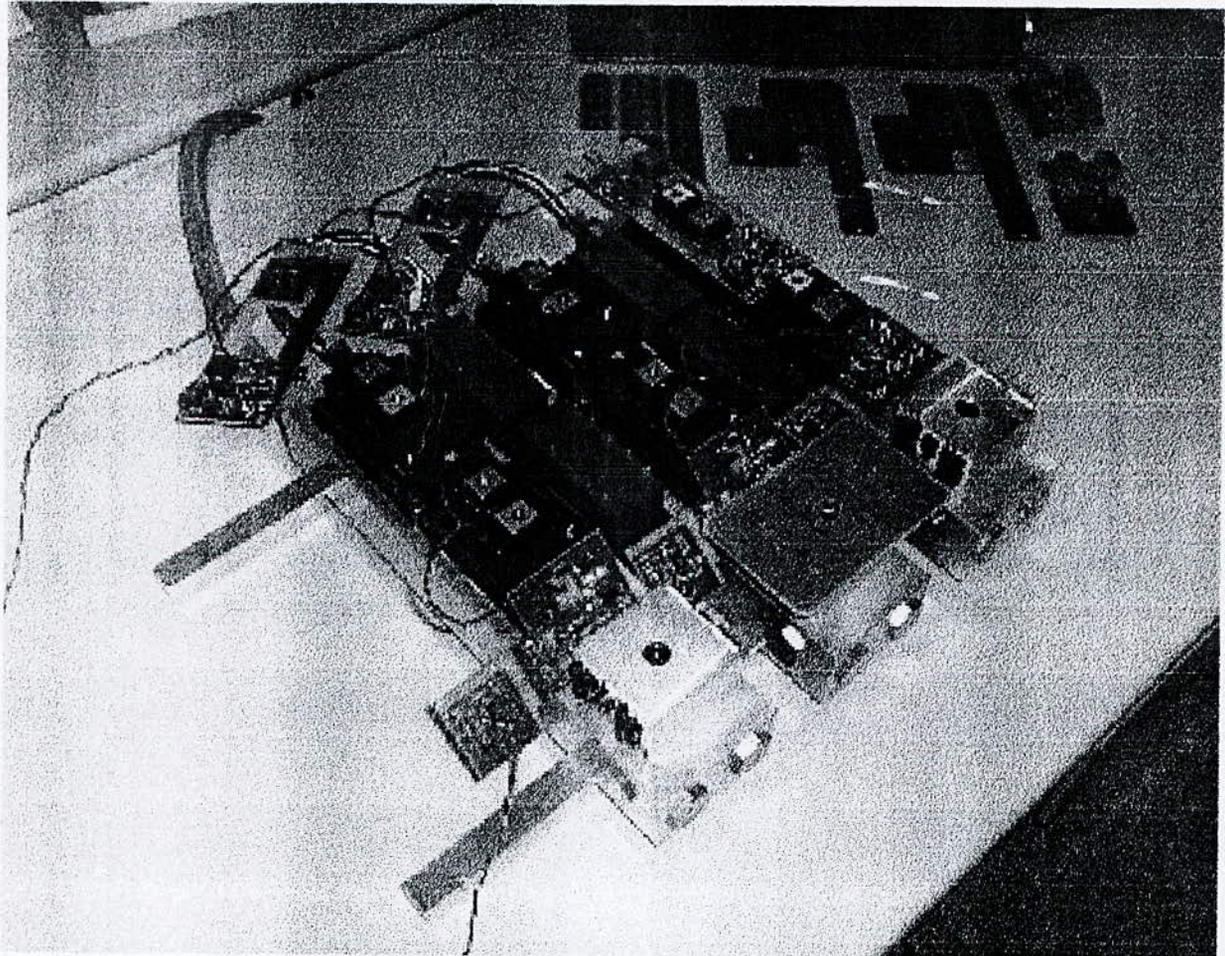
[5] A. PUZO, « Contribution à l'étude des perturbations rayonnées par les convertisseurs H.F », Thèse de doctorat de l'école centrale de Lyon, juin 1992.

[6] J.L. COCQUERELLE, « C.E.M et électronique de puissance », EDITION TECHNIP.

[7] B.KHELIF, M. ARROUDJ, « Contribution à l'étude des perturbations conduites dans un hacheur à commutation forcée haute fréquence », Projet de fin d'étude , Juin 2000. *ENP*

CHAPITRE IV

ETUDE QUANTITATIVE DES PERTURBATIONS CONDUITES DU HACHEUR QUASI-RESONNANT



Exemple d'un prototype de convertisseur 200kW en cours de montage

CHAPITRE IV

Réduction des Perturbations Conduites dans le Hacheur Quasi-Résonnant

IV.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...), le concepteur conserve quelques degrés de libertés pour minimiser les bruits émis, citons :

- Le Choix de la fréquence de découpage minimale compatible avec le cahier des charges.

- Le Contrôle des gradients de courant et de tension au sein du convertisseur, soit par la commande soit par les CALC.

- Le Choix d'une commande adaptée, un compromis vis-à-vis des pertes par commutation est nécessaire.

- La minimisation des composants parasites par un choix technologique adéquat des composants passifs et par un câblage qui limite les inductances parasites.

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

Maintenant, nous allons nous intéresser à la topologie du convertisseur statique.

IV.2. Réduction des modes de couplages :

Les couplages capacitifs sont directement à l'origine des bruits, nous devons donc chercher à les minimiser. Il convient de déterminer les équipotentielles fortement variables.

La réduction du couplage peut mettre en œuvre différentes techniques[1] :

IV.2.1. Ecran électrostatique :

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

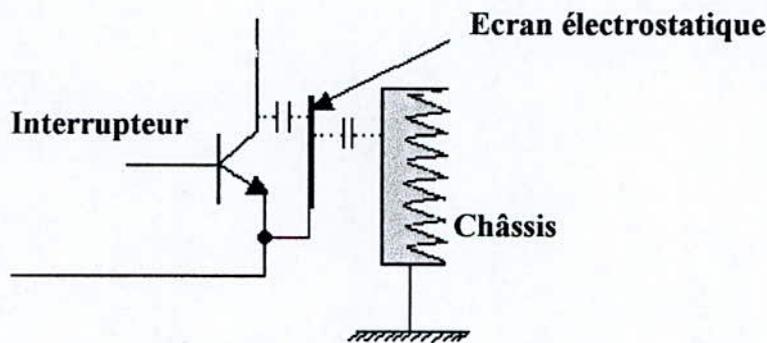


Figure IV.1 : Schéma écran de boîtier

La capacité de couplage résultante s'exprime par :

$$C_p = \epsilon_0 \cdot \frac{\epsilon_1 \cdot \epsilon_2}{\epsilon_1 + \epsilon_2} \cdot \frac{S}{(e_1 + e_2)} \quad (\text{IV.1})$$

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 (donc très courte) [2].

Les courbes suivantes présentent les résultats obtenus sur notre hacheur quasi-résonnant équipé ou non de ce dispositif.

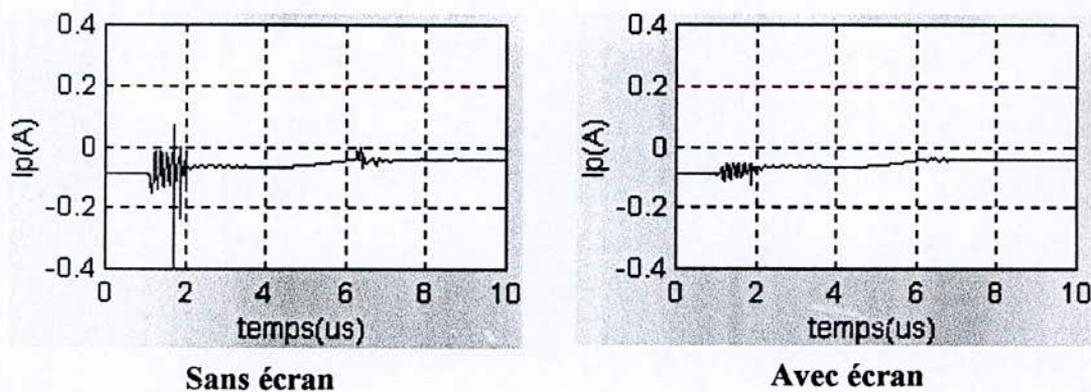


Figure IV.2 : Courant parasite avec et sans écran 100V/10A

Les relevés temporels, montrent que le courant parasite, avec ou sans l'écran électrostatique, garde le même aspect de perturbation. C'est-à-dire une commutation polluée à l'amorçage du convertisseur et une commutation beaucoup moins polluée au blocage. Mais nous constatons bien une réduction remarquable de la valeur oscillante du courant parasite, spécialement 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.

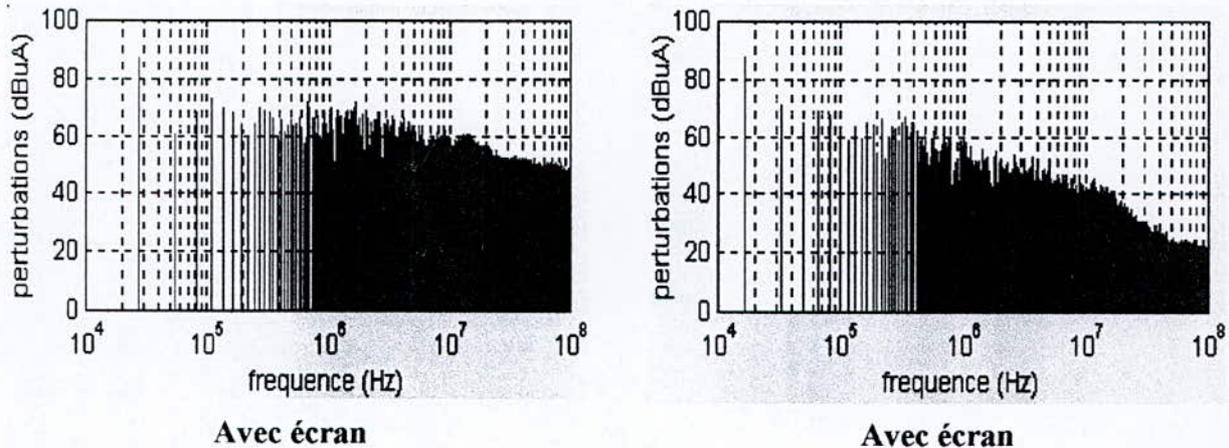


Figure IV.3 : Spectre avec et sans écran 100V/10A

Nous constatons une atténuation sensible d'environ 5 à 30db sur une gamme de fréquence allant jusqu'à 100MHz. Ce dispositif associé au contrôle de la vitesse de commutation de l'interrupteur peut améliorer le niveau de bruit.

IV.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 [3] : constitution de plans de masse à potentiel fixe, câblage multicouches 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-après :

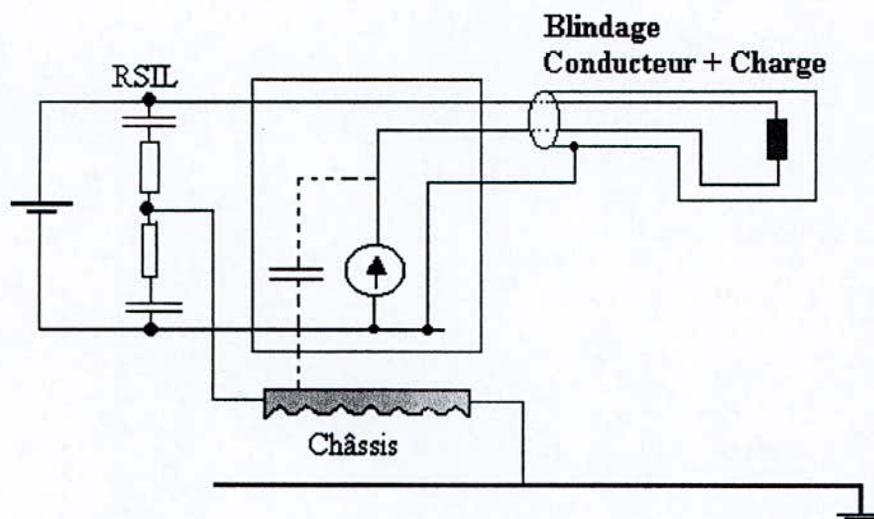


Figure IV.5 : Blindage des conducteurs soumis à des gradients de tension

Les courbes suivantes montrent l'évolution temporel et spectrale obtenue sur l'hacheur quasi résonnant selon que les conducteurs de sortie sont blindés ou non.

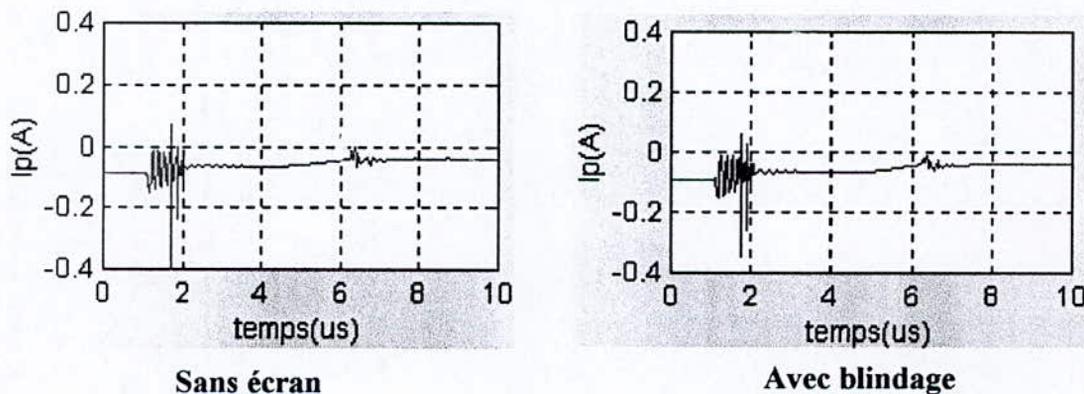


Figure IV.6 : Courants parasites avec et sans blindages

Les relevés temporels (figure IV.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 de recouvrement de la diode de roue libre, facilement couplée en mode commun par les conducteurs extérieurs. Par contre le blocage crée peu ou pas de courant parasite par cette voie et il n'est donc pas modifié par le blindage.

Les relevés en fréquences relatifs aux deux cas précédemment décrits sont donnés sur la figure suivante.

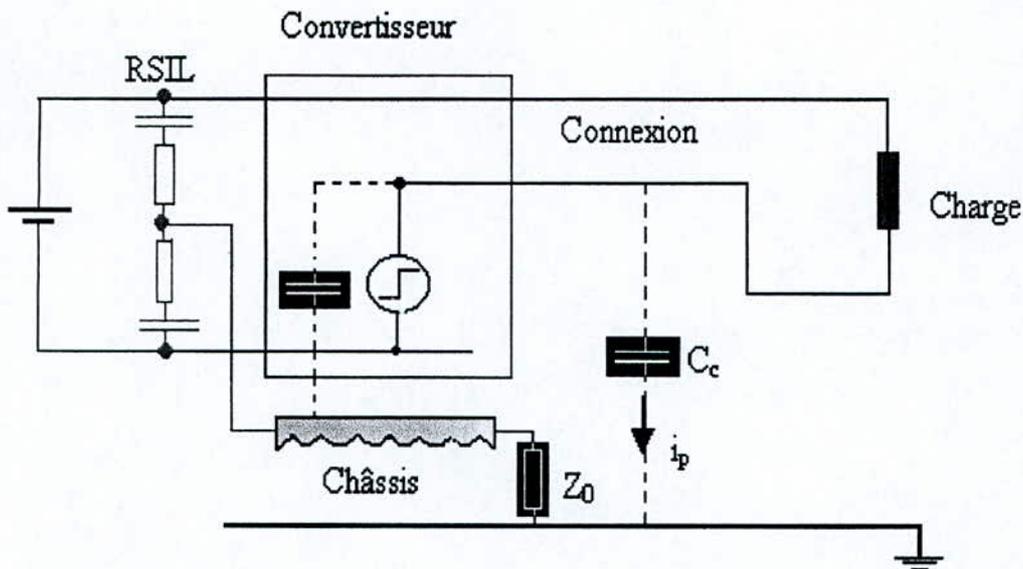


Figure IV.4 : Schéma équivalent pour l'influence des liaisons

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

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

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 :

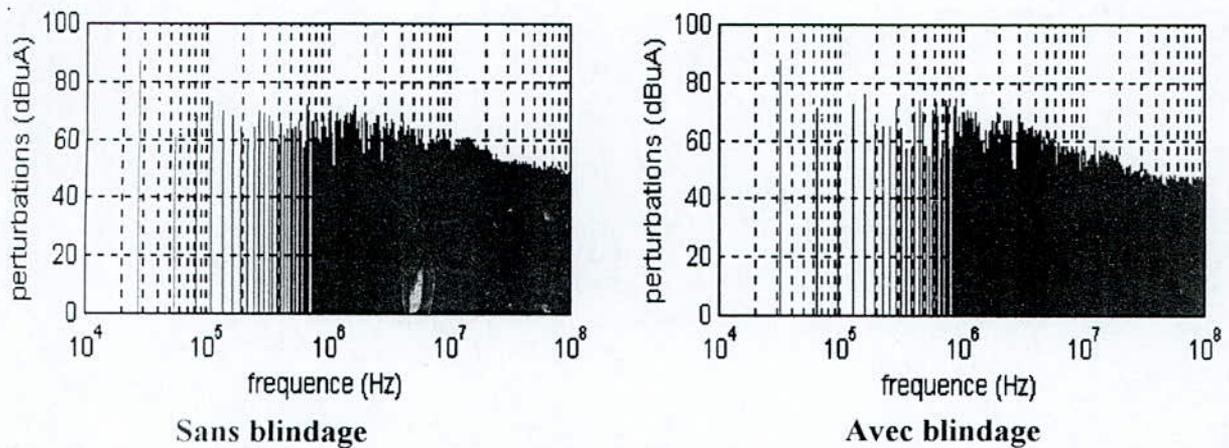
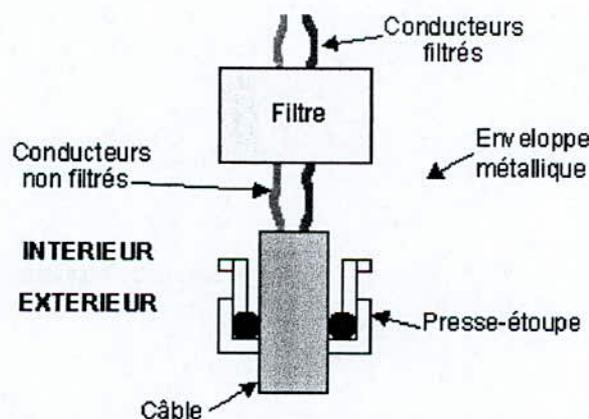


Figure IV.7 : Spectre avec et sans blindage 100V/10A

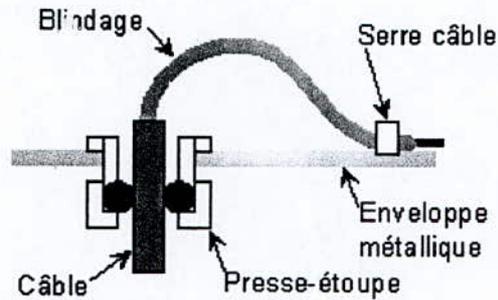
Le gain obtenu est significatif, de 3 à 5db dans la gamme de fréquence 10-100MHz. Le blindage des liaisons permet la limitation du couplage capacitif en conservant la connexion de sécurité à la terre.

Quelques techniques utilisés dans le blindage des câbles d'entrée et de sortie :

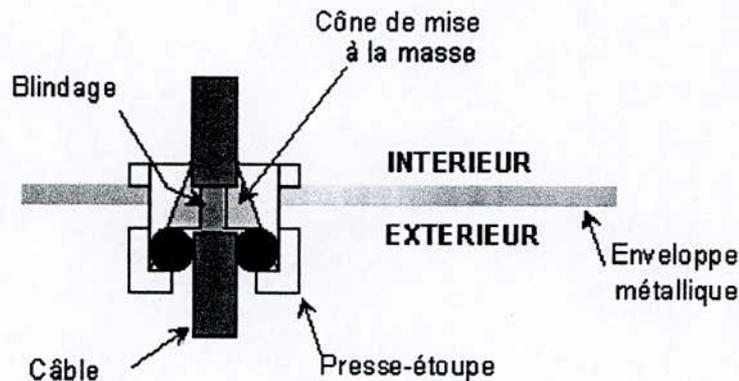
Les câbles non blindés étant susceptibles de capter des perturbations, l'implantation d'un filtre antiparasite, selon la représentation suivante, apparaît comme étant la seule solution à mettre en oeuvre.



On utilise un serre câble pour relier le blindage du câble à l'enveloppe métallique.. Cette solution économique est acceptable si la longueur entre l'entrée et le serre câble est très courte (quelques centimètres).



Une autre solution efficace consiste à utiliser un presse étoupe CEM, comme le montre la figure suivante :



IV.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 [4].

Nous avons pu constater que l'évolution de la tension V_k aux bornes de l'interrupteur associée à la capacité parasite du boîtier est une source majeure de perturbation. Le principe de la compensation des courants parasites générés par cette voie est représenté ci-après :

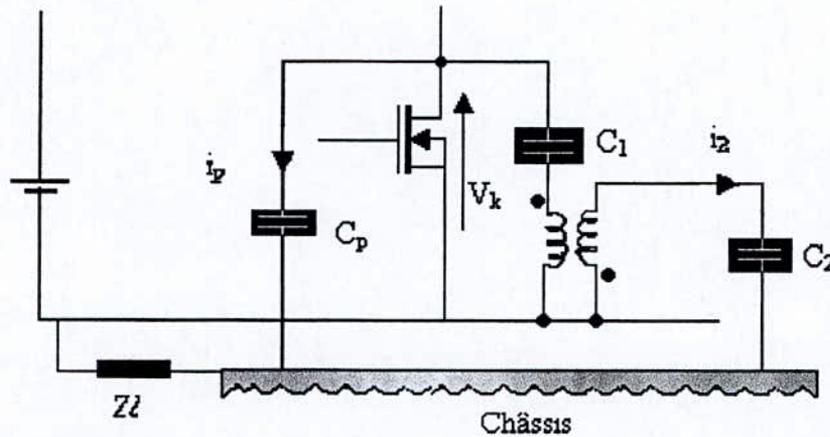


Figure IV.8 : Principe de compensation des courants parasites

Le schéma équivalent électrique du système de compensation 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_l du courant parasite.

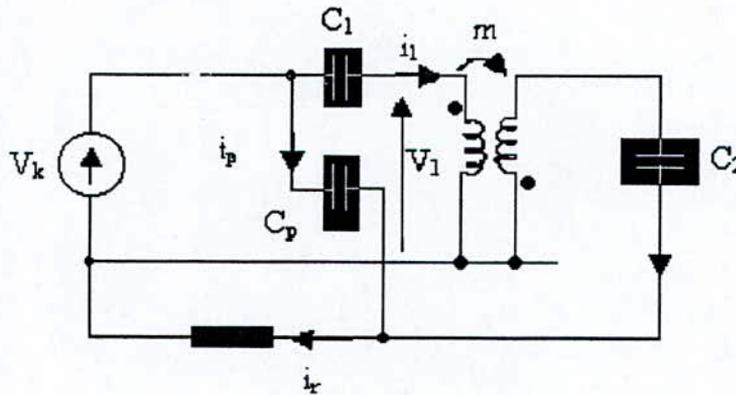


Figure IV.9 : Schéma électrique équivalent de la compensation

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

$$i_p = \frac{V_k}{Z_l + \frac{1}{pC_p}} \quad (\text{IV.3})$$

$$i_2 = \frac{m.V_k}{Z_l + \frac{1}{pC_1} \cdot (1 + \frac{C_1}{m^2.C_2})} \quad (\text{IV.4})$$

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

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

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

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 :

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

L'impédance Z_l 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_l qui rend la condition d'annulation précédente théoriquement impossible :

$$i_2 = - \frac{m \cdot V_k}{Z_l + Z_l + \frac{1}{p \cdot C_1} \cdot \left(1 + \frac{C_1}{m^2 \cdot C_2}\right)} \quad \text{à revoir} \quad (\text{IV.8})$$

L'effet est particulièrement sensible en présence de gradients de V_k importants, l'impédance Z_l 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 :

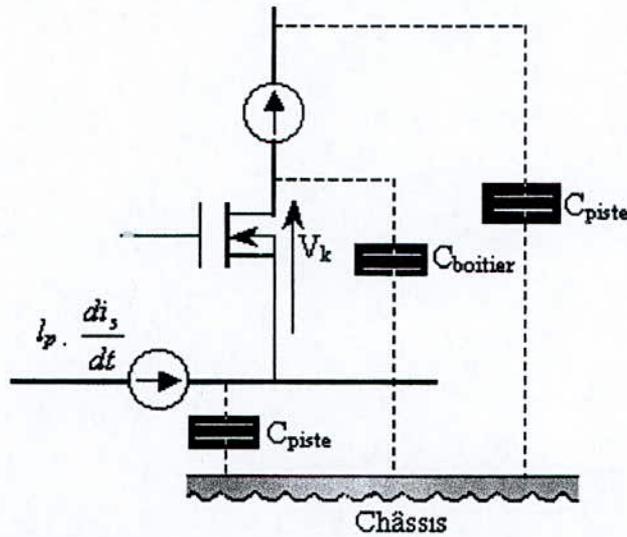


Figure IV.10 : Schéma équivalent complexifié

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.

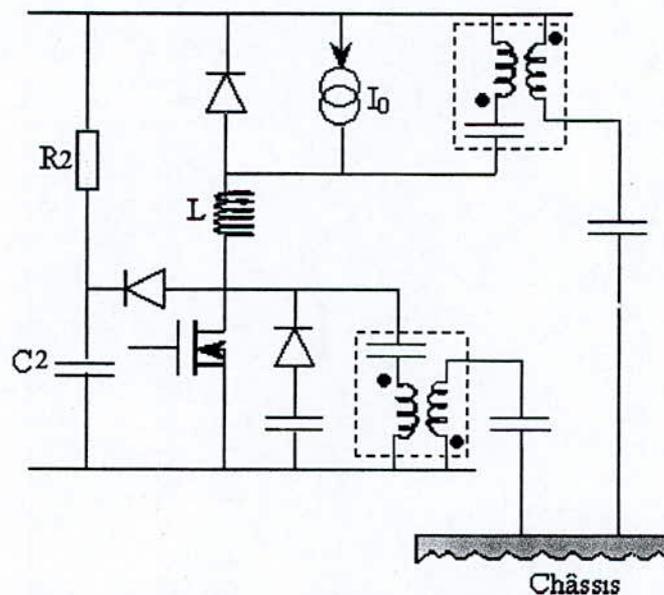


Figure IV.11 : Hacheur quasi-résonnant avec compensation

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

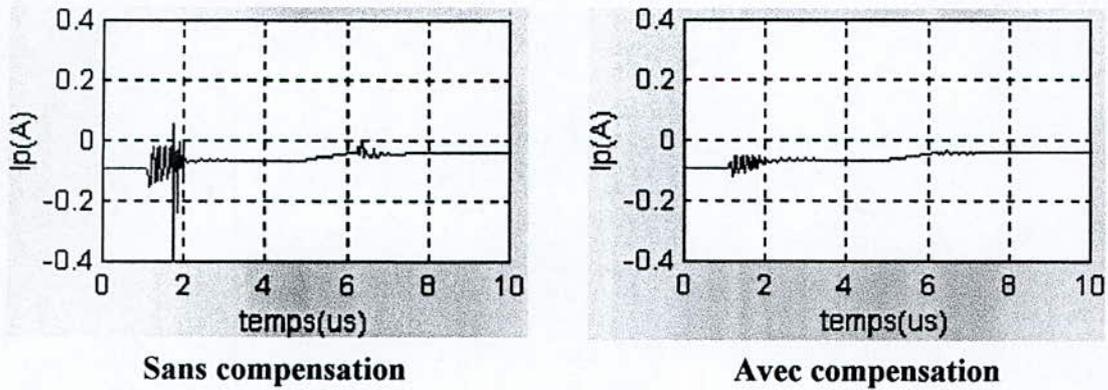


Figure IV.12 : Courants parasites avec et sans compensations

Nous constatons globalement une nette amélioration tant au niveau fréquentiel (Figure V.13) que temporel. L'impulsion apparaissant à l'amorçage est fortement réduite pour la phase de l'amorçage ainsi que pour la phase du blocage.

Le principe de la compensation est très efficace pour le hacheur quasi-résonnant, et ce du fait que sa structure contient un nombre réduit de cellule élémentaires, seule la tension V_k reste la source essentielle de perturbation.

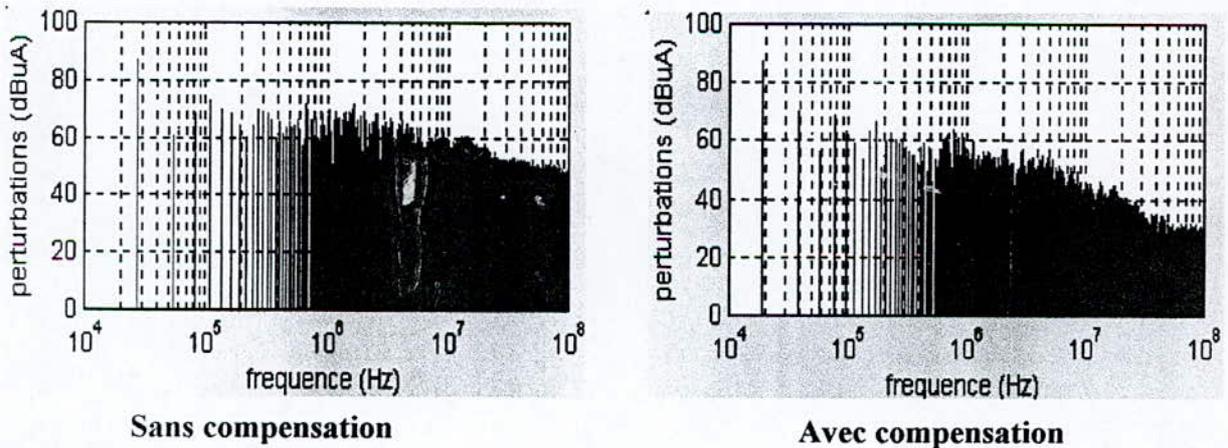


Figure IV .13 : spectre avec et sans compensation 100V/10A

IV.4.Filtrage :

Le filtrage est nécessaire indépendamment des améliorations apportées par les principes précédemment développés, il concerne les grandeurs d'entrée, de sortie, en mode commun et en mode différentiel.

Dans notre montage le R.S.I.L, le dispositif utilisé pour la mesure des courants parasites de mode commun (figure III.1), constitue un filtre efficace pour les modes commun et différentiel de circulation des courant parasite.

L'efficacité des filtres en CEM se trouve réduite à cause de leurs composants parasites et des imperfections des matériaux les constituant [2].

Nous avons représenté ci-après les spectres des relevés temporels correspondant à un filtrage supposé idéale (capacité C2 idéale).

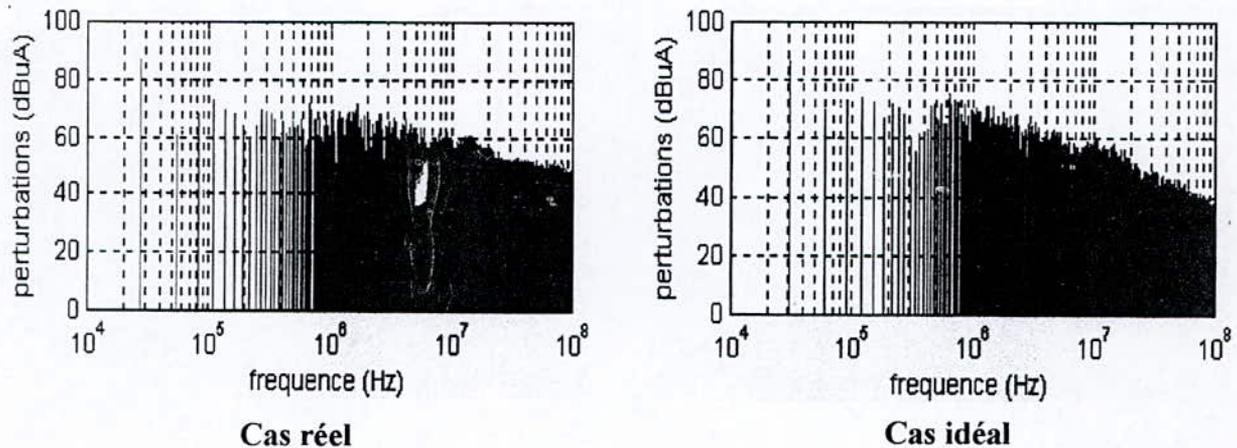


Figure V.14 : Spectre sans et avec filtrage idéal

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.

L'application de ces différentes doit cependant être bien adapté à chaque type de problème rencontré pour obtenir une réduction, significative et à coût optimal, des perturbations conduites.

IV.5.Conclusion :

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

- La réduction des perturbations conduites passe par un filtrage adapté par l'utilisation d'écrans et de blindages électrostatiques permettant 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.
- 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 pp 49-57 et n°14.pp 36-41.
- [2] F. COSTA, G. ROJAT «CEM en électronique de puissance », Technique
de l'ingénieur, D 3 292.
- [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.
- [4] HEWLET PACKARD « Desining for electromagnetic compatibility »
Application support division, septembre 1989.
- [5] B. KHELIF, M. ARROUDJ «Contribution à l'étude des perturbations
conduites dans un hacheur à commutation forcée haute fréquence », Projet de fin d'étude de
l'Ecole Nationale Polytechnique, Juin 2000.

Conclusion générale :

Cette étude nous a permis d'éclaircir quelques aspects, des phénomènes indésirables rencontrés dans les convertisseurs statiques. Ceux-ci se manifestent sous formes de courants nocifs dans le mode conduit de propagation et sous forme de champs électrique et électromagnétique dans le mode rayonné.

A travers la structure du hacheur quasi-résonnant étudiée dans notre travail, nous avons pu mettre en évidence les principes de base dans la création des perturbations conduites et suivre leur évolution en fonction des paramètres de réglage du convertisseur. Nous avons pu comprendre et analyser les phénomènes des mécanismes de génération et transmission des courants parasites. Ces conjonctures ont été assez bien vérifiées par simulation. 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.

Les perturbations générées par le convertisseur prennent naissance au sein des cellules de commutation, dues aux fortes variations temporelles des grandeurs électriques créées par le changement d'état des composants de puissance, elles excitent les éléments parasites des circuits de convertisseur et se propagent en mode conduit et rayonné. L'analyse fine et systématique des transitoires pour les différents types de commutation a mis en évidence le rôle des éléments parasites de type circuit. De même, cette analyse a permis de quantifier leur énergie dans la création de ces perturbations.

La compatibilité électromagnétique a été tout d'abord pour le monde de l'électronique de puissance une simple préoccupation, elle est devenue rapidement une discipline à part entière. Les causes concrètes de cette évolution sont parfaitement connues et dues, d'une part, à l'accroissement des performances des composants actifs et, d'autre part, à la prolifération des convertisseurs statiques dans l'ensemble des activités humaines. On se trouve donc devant un compromis fondé sur l'amélioration du fonctionnement des convertisseurs statiques avec le meilleur rendement possible, et de réduire le coût de la réalisation en tenant compte des exigences de la CEM devenue des obligations avant la commercialisation de tout produit électrique ou électronique.

Les logiciels de simulation des perturbations électromagnétique sont des outils couramment utilisés pour la conception des convertisseurs statiques, ce qui nécessite une bonne modélisation des composants électriques et électroniques, actifs et passifs (transistor, diodes, inductances, capacités ...) et ce, pour se rapprocher des modèles réels, ce qui permet de bien expliquer les différents phénomènes qui agissent.

L'ensemble de ces connaissances conduit à une démarche logique de la réduction des perturbations conduites en agissant sur les sources, sur leurs couplages et sur le filtrage en dernier recours. Les efforts devant se porter chronologiquement des sources vers l'extérieur.

Tout ce que nous avons vu jusqu'ici, nous mène à conclure que la compatibilité électromagnétique est un concept dont la prise en considération ainsi que son application sont devenues des obligations indispensables pour une bonne cohabitation dans notre environnement.

Conclusion générale :

Cette étude nous a permis d'éclaircir quelques aspects, des phénomènes indésirables rencontrés dans les convertisseurs statiques. Ceux-ci se manifestent sous formes de courants nocifs dans le mode conduit de propagation et sous forme de champs électrique et électromagnétique dans le mode rayonné.

A travers la structure du hacheur quasi-résonnant étudiée dans notre travail, nous avons pu mettre en évidence les principes de base dans la création des perturbations conduites et suivre leur évolution en fonction des paramètres de réglage du convertisseur. Nous avons pu comprendre et analyser les phénomènes des mécanismes de génération et transmission des courants parasites. Ces conjonctures ont été assez bien vérifiées par simulation. 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.

Les perturbations générées par le convertisseur prennent naissance au sein des cellules de commutation, dues aux fortes variations temporelles des grandeurs électriques créées par le changement d'état des composants de puissance, elles excitent les éléments parasites des circuits de convertisseur et se propagent en mode conduit et rayonné. L'analyse fine et systématique des transitoires pour les différents types de commutation a mis en évidence le rôle des éléments parasites de type circuit. De même, cette analyse a permis de quantifier leur énergie dans la création de ces perturbations.

La compatibilité électromagnétique a été tout d'abord pour le monde de l'électronique de puissance une simple préoccupation, elle est devenue rapidement une discipline à part entière. Les causes concrètes de cette évolution sont parfaitement connues et dues, d'une part, à l'accroissement des performances des composants actifs et, d'autre part, à la prolifération des convertisseurs statiques dans l'ensemble des activités humaines. On se trouve donc devant un compromis fondé sur l'amélioration du fonctionnement des convertisseurs statiques avec le meilleur rendement possible, et de réduire le coût de la réalisation en tenant compte des exigences de la CEM devenue des obligations avant la commercialisation de tout produit électrique ou électronique.

Les logiciels de simulation des perturbations électromagnétique sont des outils couramment utilisés pour la conception des convertisseurs statiques, ce qui nécessite une bonne modélisation des composants électriques et électroniques, actifs et passifs (transistor, diodes, inductances, capacités ...) et ce, pour se rapprocher des modèles réels, ce qui permet de bien expliquer les différents phénomènes qui agissent.

L'ensemble de ces connaissances conduit à une à une démarche logique de la réduction des perturbations conduites en agissant sur les sources, sur leurs couplages et sur le filtrage en dernier recours. Les efforts devant se porter chronologiquement des sources vers l'extérieur.

Tout ce que nous avons vu jusqu'ici, nous mène à conclure que la compatibilité électromagnétique est un concept dont la prise en considération ainsi que son application sont devenues des obligations indispensables pour une bonne cohabitation dans notre environnement.

Conclusion générale :

Cette étude nous a permis d'éclaircir quelques aspects, des phénomènes indésirables rencontrés dans les convertisseurs statiques. Ceux-ci se manifestent sous formes de courants nocifs dans le mode conduit de propagation et sous forme de champs électrique et électromagnétique dans le mode rayonné.

A travers la structure du hacheur quasi-résonnant étudiée dans notre travail, nous avons pu mettre en évidence les principes de base dans la création des perturbations conduites et suivre leur évolution en fonction des paramètres de réglage du convertisseur. Nous avons pu comprendre et analyser les phénomènes des mécanismes de génération et transmission des courants parasites. Ces conjonctures ont été assez bien vérifiées par simulation. 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.

Les perturbations générées par le convertisseur prennent naissance au sein des cellules de commutation, dues aux fortes variations temporelles des grandeurs électriques créées par le changement d'état des composants de puissance, elles excitent les éléments parasites des circuits de convertisseur et se propagent en mode conduit et rayonné. L'analyse fine et systématique des transitoires pour les différents types de commutation a mis en évidence le rôle des éléments parasites de type circuit. De même, cette analyse a permis de quantifier leur énergie dans la création de ces perturbations.

La compatibilité électromagnétique a été tout d'abord pour le monde de l'électronique de puissance une simple préoccupation, elle est devenue rapidement une discipline à part entière. Les causes concrètes de cette évolution sont parfaitement connues et dues, d'une part, à l'accroissement des performances des composants actifs et, d'autre part, à la prolifération des convertisseurs statiques dans l'ensemble des activités humaines. On se trouve donc devant un compromis fondé sur l'amélioration du fonctionnement des convertisseurs statiques avec le meilleur rendement possible, et de réduire le coût de la réalisation en tenant compte des exigences de la CEM devenue des obligations avant la commercialisation de tout produit électrique ou électronique.

Les logiciels de simulation des perturbations électromagnétique sont des outils couramment utilisés pour la conception des convertisseurs statiques, ce qui nécessite une bonne modélisation des composants électriques et électroniques, actifs et passifs (transistor, diodes, inductances, capacités ...) et ce, pour se rapprocher des modèles réels, ce qui permet de bien expliquer les différents phénomènes qui agissent.

L'ensemble de ces connaissances conduit à une à une démarche logique de la réduction des perturbations conduites en agissant sur les sources, sur leurs couplages et sur le filtrage en dernier recours. Les efforts devant se porter chronologiquement des sources vers l'extérieur.

Tout ce que nous avons vu jusqu'ici, nous mène à conclure que la compatibilité électromagnétique est un concept dont la prise en considération ainsi que son application sont devenues des obligations indispensables pour une bonne cohabitation dans notre environnement.

RESUME :

L'utilisation des convertisseurs statiques est de plus en plus répandue. Travaillant à des fréquences de commutation de plus en plus élevées, ils imposent à leur environnement des contraintes électromagnétiques de plus en plus sévères. Les perturbations générées sont conduites et rayonnées, elles proviennent principalement de l'ouverture et / ou de la fermeture des interrupteurs à semi-conducteur qui composent les convertisseurs.

Afin d'étudier et quantifier ces phénomènes de génération des perturbations conduites, nous nous sommes intéressé au mode quasi-résonnant d'un hacheur série. Cette étude a permis, d'une part, de déterminer l'évolution des perturbations conduites en fonction des paramètres électriques et topologiques, et d'autre part, de mettre en évidence l'importance des composants parasites constituant les éléments actifs, passifs et de câblage sur la création des perturbations électromagnétiques conduites.

Cette analyse a été effectuée à partir d'une étude théorique, puis validée à l'aide d'une simulation numérique introduisant la modélisation de ces composants parasites. Cette démarche a permis de lancer les premières bases de la simulation des perturbations conduites.

Enfin, la quantification des mécanismes d'émission des perturbations conduites a permis d'aborder l'aspect sur la réduction des perturbations électromagnétiques, en agissant sur les grandeurs électriques et topologiques constituant le convertisseur d'étude.

MOTS-CLES :

COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE – ELECTRONIQUE DE
PUISSANCE – MODE DE COUPLAGE – MODE DE COMMUTATION –
PERTURBATIONS CONDUITES – SIMULATION NUMERIQUE.