

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

Ecole Nationale Polytechnique
Département de Génie Electrique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Thèse de

Doctorat d'Etat

Présentée par

Redouane TAHMI

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique, ENP

Magister en Electrotechnique, ENP

Thème

*Contribution à l'Etude des Perturbations
Electromagnétiques des Convertisseurs de
l'Electronique de Puissance*

Soutenue publiquement le Samedi 25-02-2006 devant la commission d'examen :

Président :	A. BOUBAKEUR	<i>Professeur, ENP</i>
Rapporteur :	A. BEROUAL	<i>Professeur, ECLyon</i>
Examineurs :	R. IBTIOUEN	<i>Professeur, ENP</i>
	A. MEKHALDI	<i>Professeur, ENP</i>
	O. TOUHAMI	<i>Professeur, ENP</i>
Invités :	A. BOUNEKHLA	<i>Maître de Conférences, Univ. Blida</i>
	M-L. SIFI	<i>Chef de Mission, SNCF</i>
	T. ZENDAOUI	<i>DG Adjoint, Ent. Métro d'Alger</i>



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

REMERCIEMENTS

Les travaux de cette Thèse ont été effectués conjointement au Laboratoire de Recherche en Electrotechnique du Département de Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique, sous la direction du Professeur R. IBTIOUEN, et au Département d'Electrotechnique du Centre de Génie Electrique de Lyon, Ecole Centrale de Lyon (CEGELY), sous la direction du Professeur Alain NICOLAS. Qu'ils en soient vivement remerciés.

Cette Thèse a été menée à terme sous la direction scientifique éclairée du Professeur Abderrahmane BEROUAL du CEGELY. Qu'il trouve dans ces modestes lignes l'expression de ma profonde gratitude et de mon immense reconnaissance. Il a fait preuve de beaucoup de patience à mon égard, il fut un soutien certain.

Je rends hommage au Professeur A. BOUBAKEUR pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury d'examen de cette thèse.

Je remercie les membres de ce même jury pour leurs contributions. Je cite, par ordre alphabétique, le Professeur R. IBTIOUEN, le Professeur A. MEKHALDI et le Professeur O. TOUHAMI.

Ma gratitude va aussi aux invités de ce jury. M. M. BOUNEKHLA, Maître de Conférences à l'Université S. Dahlab de Blida; M. M-L SIFI, Chef de Mission à la SNCF et M. T. ZENDAOUI, Directeur Général Adjoint de l'Entreprise Métro d'Alger.

Mes remerciements vont également à mes collègues dans l'enseignement et dans la recherche dans les deux laboratoires. Nous avons ensemble entretenu une atmosphère tant

amicale que professionnelle. Je ne pourrai les citer tous, je risque d'en oublier, ils se reconnaîtront.

Je ne pourrai oublier tous mes proches qui m'ont encouragé et, surtout, supporté.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAP.1 LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE	7
1.1- INTRODUCTION	8
1.2- LES SOURCES DE PERTURBATIONS	10
1.3- LES MOYENS DE PROPAGATION	11
1.4 – LES PERTURBATIONS CONDUITES	12
1.5- LES PERTURBATIONS RAYONNEES	13
1.5.1- Le champ magnétique	13
1.5.2 – Le champ électrique	14
1.6 – LES COUPLAGES	14
1.6.1 – Le couplage par impédance commune	14
1.6.2 - Le couplage capacitif carte à châssis	15
1.6.3 – Le couplage par diaphonie inductive	16
1.6.4- Le couplage par diaphonie capacitive	16
1.6.5- Le couplage par champ à câble	17
1.6.6- Le couplage par champ à boucle	17
1.7- NORMES ET REGLEMENTATIONS	18
1.8- CONCLUSION	20
CHAP.2 LA CEM EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE	23
2.1- INTRODUCTION	24
2.2- PERTURBATIONS EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE	24
2.3- TESTS DE MESURES EN CEM	26
2.3.1- Tests de mesures des grandeurs électriques	26
2.3.2- Mesures des perturbations rayonnées	28
2.3.3- Mesures des perturbations conduites	30
2.4 - CONCLUSION	32

CHAP.3 MODELE ELECTROMAGNETIQUE

ET RESULTATS THEORIQUES.....	34
3.1- INTRODUCTION	35
3.2- PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES	35
3.2.1 -Perturbations rayonnées	38
3.2.1.1- le champ magnétique	38
3.2.1.2- Le champ électrique	40
3.2.2- Perturbations conduites	41
3.3- MODELISATION ET SIMULATION	43
3.3.1- Modélisation du convertisseur	43
3.3.1.1- La diode	45
3.3.1.2- Le transistor MOSFET	47
3.3.1.3- La résistance	48
3.3.1.4- L'inductance	49
3.3.1.5- Le condensateur	50
3.3.1.6- Effets de la topologie du convertisseur	51
3.3.1.7- Couplages capacitifs dus aux composants de câblage	51
3.3.1.8- Couplages capacitifs dus aux composants actifs	54
3.3.1.9- Couplages inductifs dus aux composants de câblage	55
3.3.2- Simulation	57
3.4- ETUDE DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES	65
3.4.1- Commutation à l'amorçage du transistor	65
3.4.2- Commutation au blocage du transistor	67
3.5- CONCLUSION	70

CHAP.4 ETUDE CEM DES CONVERTISSEURS STATIQUES74

4.1- INTRODUCTION	75
4.2- ETUDE CEM DES CONVERTISSEURS STATIQUES	75
4.2- APPLICATION AU HACHEUR QUASI-RESONANT	78
4.3- CONCLUSION	83

CHAP.5 INFLUENCE DES PARAMETRES ELECTRIQUES	
SUR LES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES	85
5.1- INTRODUCTION	86
5.2- VARIATION DU COURANT DE CHARGE	86
5.3- VARIATION DE LA TENSION D'ALIMENTATION	89
5.4- VARIATION DE LA FREQUENCE	92
5.5- VARIATION DU RAPPORT CYCLIQUE	94
5.6- INFLUENCE DU MODE DE COMMUTATION	97
5.7- EFFET DU VIELLISSEMENT DU TRANSISTOR	100
5.8- CONCLUSION	104
CONCLUSION GENERALE	106
REFERENCES	109

INTRODUCTION GENERALE

Nul ne peut dénier à l'Electricité son rôle et son apport dans le développement de l'humanité depuis la découverte de l'électrification, ou transfert de charges électriques, en l'an 600 av. J-C. En effet, grâce aux efforts continus des inventeurs et, plus tard, des chercheurs, l'Electricité a facilité et amélioré énormément le quotidien de l'Homme. Mais comme toute médaille a son revers, ce développement n'a pas été sans inconvénients, même si l'énergie électrique est réputée être une énergie "propre".

L'utilisation simultanée de plusieurs équipements électriques a vite montré l'existence de désagréments. On s'est rendu compte que la promiscuité de ces équipements engendrait des interactions mutuelles qui n'existent que lors de leur fonctionnement! Ce sont donc les grandeurs électriques circulant dans ces équipements qui provoqueraient ces interactions. C'est une véritable pollution de nature électromagnétique mais de causes électriques qui est produite par ces équipements lors de leur fonctionnement. Cela pose un problème de coexistence et, donc, de compatibilité, entre ces équipements, une compatibilité de nature électromagnétique dénommée **Compatibilité ElectroMagnétique (C E M)**. Ces problèmes d'interaction ont d'abord été analysés et résolus, souvent par intuition mais après réalisation et installation. La solution qui prévalait alors était un simple "éloignement". Cependant, cette solution a vite trouvé ses limites devant les soucis d'intégration et d'optimisation de l'encombrement des équipements et des installations électriques. La nécessité d'étudier ces interactions électromagnétiques avant la réalisation et l'installation s'est vite faite sentir. De nombreux travaux [1, 2, 3, 4] attestent des effets négatifs de ces perturbations.

Il a été rapporté dans la littérature technique [5] qu'au Royaume-Uni, en 1985, le service des enquêtes radio (SER) recevait mensuellement des usagers environ 1900 plaintes relatives à la mauvaise réception des émissions radio et télévision. Ce qui a poussé le SER à consacrer 80% des ressources du service pour la résolution de ces problèmes liés aux interférences électromagnétiques. Les effets de ces interférences étaient multiples. A titre d'exemple, on peut citer les déformations de l'image, le glissement dans le spectre des couleurs, vacillement de l'image, etc... On pourrait qualifier ce genre de problèmes de "mineurs". En sera-t-il de même si les services d'urgence et de secours en général, ne pourraient communiquer entre eux parce que les signaux radio sont noyés dans le "brouillard" électromagnétique ambiant ? Assurément non !

Aujourd'hui, en plus de l'étude électrique classique des équipements, il est nécessaire d'effectuer une étude électromagnétique lors de leur conception théorique. Ainsi, on peut diminuer leur pouvoir perturbateur et augmenter leur résistance, ou susceptibilité, aux

perturbations avant la mise en œuvre des équipements. Nous avons ainsi dénommé cette étude "étude CEM" des équipements électriques.

La CEM étant une discipline touchant à tout ce qui se rapproche de l'Electricité, l'Electronique de Puissance ne pourrait en être indemne. En effet, le développement technologique est tel qu'on utilise presque exclusivement les commutations haute fréquence dans tout type de conversion d'énergie, occasionnant ainsi des gradients de tension et de courant très importants. Or, comme nous le verrons plus loin, c'est ces gradients qui constituent la première cause de production des perturbations électromagnétiques, qu'elles soient conduites ou rayonnées, [6].

L'Electronique de Puissance occupe actuellement une place de choix dans l'Industrie Electrique. Elle est utilisée pour "asservir" l'énergie électrique en la rendant plus commode à l'utilisation. Les convertisseurs statiques, de par leurs performances (conversion de la nature de la tension, fréquence élevée et gain proche de 1) ont été développés ces dernières années à tel point qu'ils sont devenus incontournables dans le secteur industriel et, dans une moindre mesure, dans le domaine domestique. Eléments clé de l'essor de l'industrie électrique, leur but est l'amélioration du rendement tout en diminuant l'encombrement du système de conversion d'énergie. Ceci a été réalisé grâce à l'utilisation de composants de puissance de plus en plus rapides, de plus en plus fiables et intégrés de façon monolytique. Mais ceci n'est pas sans induire des inconvénients et des problèmes de compatibilité électromagnétique que ne peut ignorer tout concepteur ou chercheur en électronique de puissance [7, 8, 9, 10]. En effet, les convertisseurs statiques produisent une pollution électromagnétique sous forme de perturbations électromagnétiques conduites et rayonnées dont il faut limiter et/ou réduire l'impact sur cet environnement. Le problème se complique d'avantage lorsque ces convertisseurs ou, plus précisément, leurs composants de puissance travaillent à haute fréquence, ce qui est notamment le cas actuellement. Dans ce domaine, une étude de ces perturbations est nécessaire lors de leur conception. Celle-ci conduit à la perception de ces perturbations, leurs mécanismes de génération et leurs sources, ce qui permettrait alors de chercher un moyen de diminuer ces perturbations par une optimisation de la topologie du convertisseur, du mode de commutation des interrupteurs de puissance et de la fréquence de découpage.

De nombreux travaux [11, 12, 13, 14] ont traité d'un point de vue global le phénomène des perturbations électromagnétiques produites par les convertisseurs statiques. Ces perturbations sont soit conduites, soit rayonnées.

Ceci nous a alors conduit dans notre travail à nous intéresser au point nodal du convertisseur, c'est-à-dire le composant de puissance, et mettre à profit sa contribution dans la génération des perturbations électromagnétiques.

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

- Une étude d'investigation sur les perturbations électromagnétiques, conduites et rayonnées, produites par les convertisseurs statiques. Elle porte également sur les causes et les processus de génération de ces perturbations. Pour illustration, un exemple de hacheur à commutation forcée a été considérée. Ensuite, nous avons jugé utile de présenter de manière aussi succincte que possible, la compatibilité électromagnétique dans son ensemble. Les sources de perturbations électromagnétiques, les moyens de propagation, les différents couplages et, enfin, les normes régissant tout ce qui concerne cette discipline, ont été également abordés dans ce premier chapitre.
- Le deuxième chapitre, constitue une entrée en matière de notre thème de recherche, en l'occurrence la CEM en Electronique de Puissance. Nous traitons des mesures en CEM et des difficultés à les mettre en œuvre.
- Le troisième chapitre est une application du précédent. Nous présentons une étude électromagnétique d'un convertisseur statique au sens de la compatibilité, permettant de modéliser le convertisseur statique. Son fonctionnement est déterminé grâce à la simulation numérique.
- Le quatrième chapitre propose une méthodologie de modélisation du convertisseur. Méthodologie qui se compose de plusieurs étapes toutes aussi importantes les unes que les autres, permettant de mettre en évidence tous les phénomènes électromagnétiques intervenant lors du fonctionnement du convertisseur.
- Au cinquième et dernier chapitre, nous verrons si la variation des différents paramètres électriques du fonctionnement du convertisseur, modifie ou non la qualité et la quantité des perturbations électromagnétiques émises par le convertisseur. Ces paramètres sont la tension d'alimentation, l'intensité du courant délivrée, la fréquence

de découpage et le rapport cyclique. L'influence éventuelle de deux autres facteurs que sont la nature de commutation adoptée pour le transistor de puissance et le phénomène de vieillissement par fatigue thermique ou "stress" thermique de celui-ci, y est également traitée.

Enfin, nous terminons par une conclusion générale.

BIBLIOGRAPHIE

- 1- P. DEGAUQUE, J. HAMELIN, "Compatibilité Electromagnétique", Dunod 1990.
- 2- A. CHAROY, "Compatibilité Electromagnétique", Tomes 1 à 4, Dunod 1992.
- 3- J. LEFEBVRE, F. RODRIGUEZ, P. RIAUBLANC, J. M. CLAVEAU, J. P. - APARICIO, C. MIGEON, M. RENARD, "Vulnérabilité des équipements aux contraintes électromagnétiques rayonnées et conduites", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.
- 4- P. A. DEPARIS, "Les systèmes de transport ferroviaire et la CEM", REE N°4, Avril 1991, pp. 59-61.
- 5- T. WILLAMS, "Compatibilité Electromagnétique, de la conception à l'homologation", Publitrone/Elektor 1995.
- 6- J. L. COCQUERELLE, "CEM et électronique de puissance", Ed. Technip 1999.
- 7- R. SCHEICH, J. ROUDET, "EMI conducted emission in the differential mode emanating from an SCR, phenomena and noise level prediction", IEEE trans. On Power Electronics, Vol. 10, N°2, March 1995.
- 8- T. SHIMIZU, T. SHIOGA, "Characteristics of electric power transmission on high-frequency inverter having distributed constant line at load side", IEEE trans. On Industrial Electronics, Vol. 38, N°2, april 1991.
- 9- F. NDAJIGIMANA, J. CHILO, "Couplage de mode commun dans un assemblage boîtier-circuit intégré", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.
- 10- M. SEGUY, "Le label "Induction Plus"", RGE N°11, Décembre 1991, pp. 9-12.
- 11- B. LU, "Contribution à l'étude du rayonnement en champ électromagnétique proche des circuits en électronique de puissance", Thèse de Doctorat de l'ECLyon, Mai 1990.
- 12- 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.

- 13- A. PUZO, "Contribution à l'étude des perturbations rayonnées par les convertisseurs statiques haute fréquence", Thèse de Doctorat de l'ECLyon, Juin 1992.
- 14- J. L. SCHANEN, "Intégration de la CEM dans la conception de convertisseurs en électronique de puissance", Thèse de Doctorat INPGrenoble, Janvier 1994.

CHAPITRE 1
LA COMPATIBILITE
ELECTROMAGNETIQUE

1.1- INTRODUCTION

Les chercheurs qui ont étudié et développé l'Electricité et ses différentes applications, étaient loin de se douter que cette forme d'énergie, réputée propre, ne l'était pas réellement. Comme tout facteur de modernité et de développement, elle n'est pas sans produire des effets secondaires indésirables pour l'environnement. Les victimes de cette pollution, d'origine électrique et de nature électromagnétique, sont les êtres vivants ainsi que les équipements électriques et électroniques. Les premiers, ne possédant pas de "capteurs" ne peuvent s'en rendre compte, mais les éventuelles conséquences peuvent se manifester à long terme [1]. Les seconds, sous l'effet des perturbations électromagnétiques, peuvent avoir un dysfonctionnement d'une, de plusieurs, voire la totalité, de leurs parties ou sous-systèmes.

La génération, la propagation et l'influence de cette pollution électromagnétique sont trois facteurs qui font l'objet d'études et de recherches dans le cadre de ce qu'on appelle désormais la Compatibilité Electromagnétique ou CEM [2].

Le début du XX^{ème} siècle a vu se développer les équipements électriques tant industriels que domestiques. Bien que très mal connue, l'influence d'un équipement électrique sur un autre faisait son apparition, d'où la notion de compatibilité électromagnétique. La *Compatibilité ElectroMagnétique (CEM)* est un concept devenu aujourd'hui fondamental, il est apparu avec le développement des appareils de radio-transmission au début du siècle (1920) [3, 4]. On s'était aperçu rapidement que la multiplication des appareils électriques liée à l'activité industrielle et domestique, entraînait des perturbations de réception de plus en plus importante. La Compatibilité ElectroMagnétique est la discipline qui étudie ces perturbations électromagnétiques (sources, causes, moyens de propagation, effets sur l'environnement, protection, etc...).

L'étude de ces perturbations associe toutes les disciplines scientifiques et techniques. Une perturbation électromagnétique est un phénomène plus ou moins complexe de par ses causes et ses effets; elle est occasionnée par la source qui induira des tensions ou courants parasites dans la "victime".

La principale cause de production des ces perturbations est la variation rapide des tensions (dV/dt), des courants (dI/dt), des champs magnétiques (dH/dt) et des champs électriques (dE/dt). La conséquence la plus importante est l'induction de tensions ou de courants parasites dans les dispositifs sous l'influence de la perturbation. Elle peut avoir un

caractère de source de tension, de courant ou d'énergie, selon la nature du phénomène physique qui la produit. Le tableau 1-1 donne un aperçu sur la nature des sources de perturbations électromagnétiques sur des types d'équipements [5].

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

Tab. 1-1 : Nature des sources de perturbations

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

Les phénomènes perturbateurs se sont accrus, avec le développement rapide des technologies utilisant des signaux de plus en plus rapide et de niveaux d'intensité de plus en plus bas.

Aujourd'hui, la CEM d'un dispositif électrique ou électronique quelconque est définie par son aptitude à fonctionner dans un environnement électromagnétique de façon acceptable et satisfaisante sans pour autant perturber, au-delà de certaines limites, ce qui se trouve autour de lui dans ce même environnement [6, 7].

Les acteurs, ou composantes, d'une situation de perturbation électromagnétique sont au nombre de trois :

Une source de perturbations électromagnétiques,

Un moyen de propagation,

Un dispositif électrique ou électronique, perturbé se présentant comme un récepteur de ces perturbations ou une équipement *victime*. Sa vulnérabilité est également appelée susceptibilité électromagnétique.

Une source de perturbation électromagnétique.

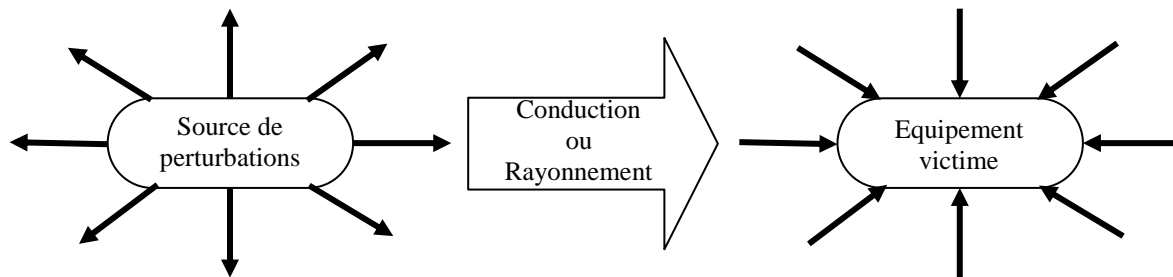


Fig. 1-1 : Composantes de la Compatibilité Electromagnétique

Pour atténuer les niveaux de ces parasites, il faut réduire à la source les niveaux d'émission, interrompre le chemin de propagation ou encore protéger le récepteur de façon à l'immuniser contre les émissions.

Il y a lieu de noter qu'une source qui perturbe peut aussi s'auto-perturber.

1.2- LES SOURCES DE PERTURBATIONS

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

Depuis 1989, les perturbations électromagnétiques sont officiellement considérées comme une pollution qu'il faut combattre en limitant l'émission et en assurant une immunité minimale aux matériels, équipements et systèmes. Le terme perturbation est utilisé à la fois pour désigner une situation ou un effet. Le signal désigne la tension ou le courant, qui produit cette situation ou cet effet [8].

Une perturbation électromagnétique peut être une tension électrique, un courant électrique, un champ magnétique ou un champ électrique, susceptible de perturber le fonctionnement d'un appareil ou d'un système. Sa durée peut être brève, momentanée (coupure de courant dans une self, ouverture d'un contact électrique) ou permanente (convertisseur statique, machine tournante, etc.).

Les sources perturbatrices sont nombreuses et d'origine naturelle ou artificielle, intentionnelle ou non. A titre d'exemple, nous pouvons citer :

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

Les sources artificielles intentionnelles : ce sont des dispositifs dont la fonction principale est de rayonner, à savoir : les systèmes de communication tels que les émetteurs radio, TV, police, militaires, radar, système de navigation.

Les sources involontaires : elles sont nombreuses et variées telles que l'alimentation à découpage, les relais, les commutateurs, les équipements audiovisuels, les éclairages fluorescents, l'allumage des véhicules, le soudage à l'arc, les machines électriques, les fours à induction, les lignes de transport d'énergie, les convertisseurs d'énergie électrique à semi-conducteurs, etc...

Il existe aussi une source de perturbations électromagnétiques assez particulière qu'on qualifie de para-naturelle : c'est l'*Impulsion ElectroMagnétique Nucléaire (IEMN)*, qui résulte de l'explosion d'une bombe nucléaire. Elle se traduit par une impulsion de forte intensité capable de détruire ou de perturber tout système électronique non durci. Elle produit un rayonnement qui peut engendrer des conséquences négatives très importantes. En effet, il a été prouvé, en 1958, qu'une explosion nucléaire dans la haute atmosphère, à 50km d'altitude (espace neutre) pouvait mettre hors service les réseaux de télécommunications et de télécommandes à l'échelle d'un pays [9] !

Un bruit, ou perturbation, comme tous les signaux de même nature, peut être caractérisé aussi bien dans le domaine temporel que fréquentiel. En CEM, c'est la caractérisation sous la forme spectrale qui est intéressante. En effet, c'est le spectre de fréquences qui peut nous renseigner sur une éventuelle Interférence Electromagnétique (IEM) entre la source de la perturbation et un système victime.

1.3- LES MOYENS DE PROPAGATION

Une source perturbatrice serait sans effet sur un système victime si aucun lien n'existe entre eux. Ce lien, ou mécanisme d'interaction est appelé couplage. Les perturbations se propagent en deux modes seulement : le mode conduit et le mode rayonné. Si la source et la victime sont proches et liées galvaniquement, la perturbation se propage sur un support physique (conducteur, câble, ...). Elle est dite alors conduite.

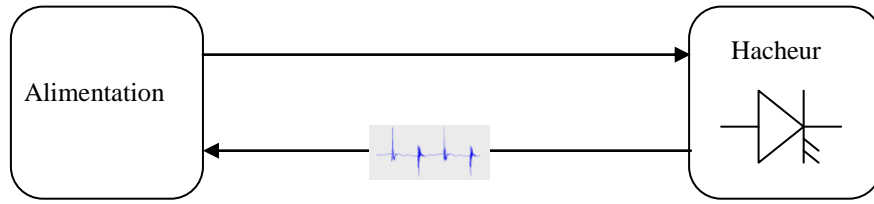


Fig. 1-2 : Courant parasite renvoyé par un convertisseur statique à l'alimentation

Si la source et la victime sont éloignées, et n'ont aucune liaison galvanique, la perturbation est transmise par ondes électromagnétiques. On parle alors de perturbation rayonnée.

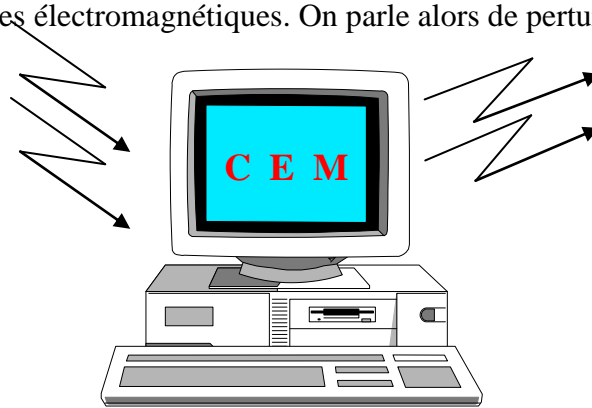


Fig. 1-3 : Perturbations rayonnées par un microordinateur

Le champ électromagnétique rayonné est composé d'un champ magnétique H et d'un champ électrique E .

1.4 – LES PERTURBATIONS CONDUITES

L'analyse des perturbations conduites est, en fait, une étude de réseaux électriques. Elle nécessite l'utilisation de modèles fins des différentes composantes des réseaux. Les phénomènes perturbateurs sont les gradients de tension dV/dt et de courant dI/dt . Les signaux parasites sont conduits en mode commun ou en mode différentiel [10, 11, 12]. En mode commun ou mode asymétrique, les potentiels des fils de liaisons varient en même temps et indépendamment l'un de l'autre. Le courant parasite qui en résulte circule dans tous les conducteurs et retourne par la masse.

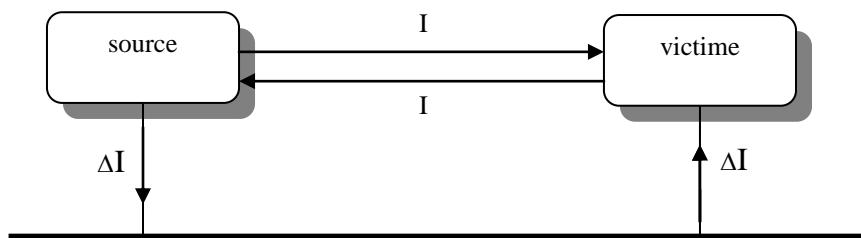


Fig. 1-4 : Courant parasite de mode commun

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

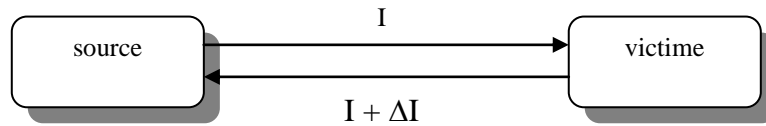


Fig.1-5 : Courant parasite de mode différentiel

Du fait de leur longueur, les conducteurs parcourus par des perturbations conduites (courants parasites), se comportent parfois comme des antennes pouvant aussi rayonner des champs électrique et magnétique dans leur environnement.

1.5- LES PERTURBATIONS RAYONNEES

Ces perturbations sont des gradients du champ magnétique H (dH/dt) et du champ électrique E (dE/dt). Dans ce cas, les perturbations sont rayonnées sous forme de champ magnétique et de champ électrique dans l'espace. Leur intensité dépend de la distance par rapport à la source, de sa nature et la puissance de celle-ci. La quantification et l'étude de ces deux champs sont basées sur les équations de *MAXWELL* [13, 14, 15].

1.5.1- Le champ magnétique

Le champ magnétique H (A/m) est produit par un circuit électrique à basse impédance parcouru par un courant I variable. Le champ magnétique H varie en $(1/r^3)$ et le champ électrique E en $(1/r^2)$. A faible distance, c'est-à-dire pour r inférieur à $\lambda/2$, ce circuit rayonne essentiellement du champ magnétique, λ étant la longueur d'onde du signal rayonné.

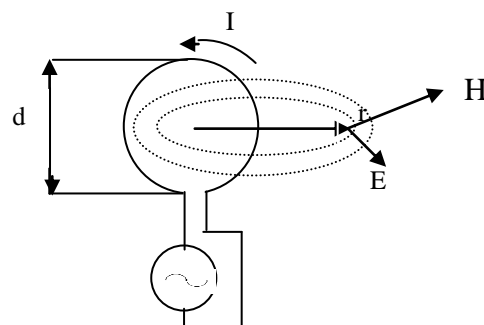


Fig. 1-6 : Production d'un champ magnétique

1.5.2 – Le champ électrique

Le champ électrique E (V/m) est produit par un circuit électrique à haute impédance sur lequel est appliqué une différence de potentiel variable. Dans ce cas, le champ E varie en $(1/r^3)$ et H en $(1/r^2)$. A faible distance, c'est-à-dire pour r inférieur à $\lambda/2$, ce dipôle rayonne essentiellement du champ électrique.

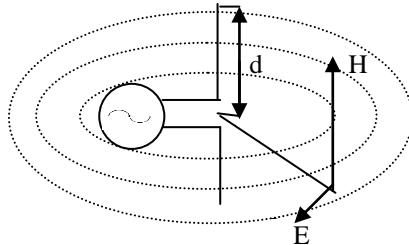


Fig. 1-7 : Production d'un champ électrique

1.6 – LES COUPLAGES

Les couplages sont les moyens de transmission des perturbations, qu'elles soient conduites ou rayonnées, sur les victimes. Selon le type de perturbations et la nature de la victime, on dénombre six modes de couplages :

- couplage par impédance commune,
- couplage capacitif carte à châssis,
- couplage par diaphonie inductive,
- couplage par diaphonie capacitive,
- couplage champ à câble,
- couplage champ à boucle.

1.6.1 – Le couplage par impédance commune

L'impédance d'un conducteur n'est pas nulle, tout courant qui la parcourt y génère une différence de potentiel entre ses extrémités.

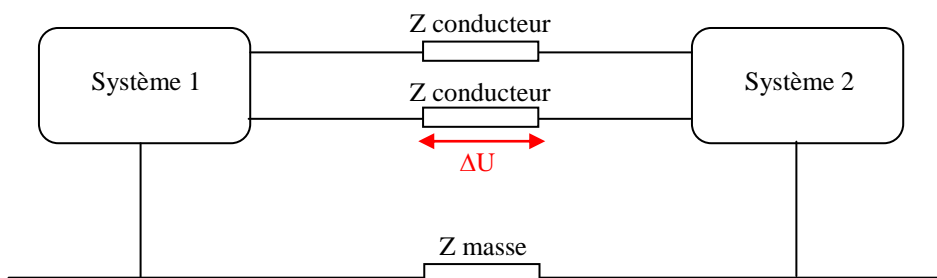


Fig.1-8 : Couplage par impédance commune

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

Il peut apparaître non seulement dans les connexions de retour à la masse, mais aussi dans le réseau qui distribue l'énergie électrique (alternative ou continue) aux diverses parties du système. Le courant qui traverse l'impédance possède des variations de courant (dI/dt) très importantes, le terme inductif de l'impédance sera donc plus important que le terme résistif.

Pour réduire (et/ou éliminer) les couplages par impédance commune, il faut alors soit diminuer la valeur de l'impédance commune, soit réduire le courant qui la traverse, ou encore utiliser les deux moyens simultanément.

1.6.2 - Le couplage capacitif carte à châssis

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

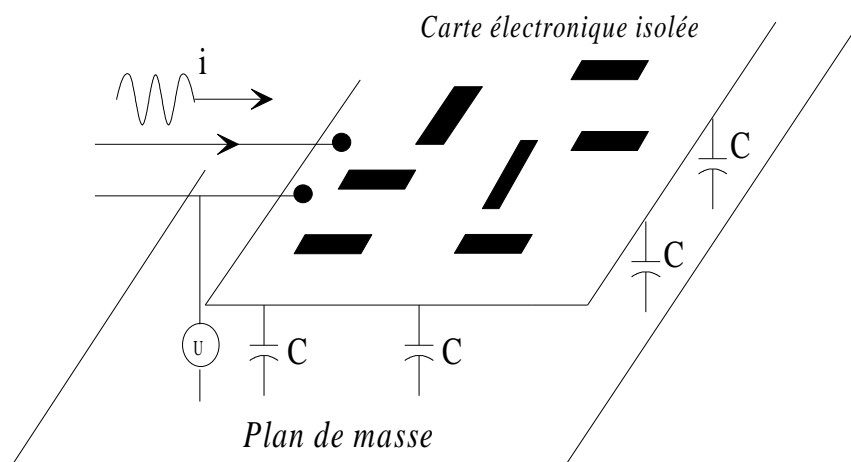


Fig. 1-9 : Couplage capacitif carte à châssis

Réduire le couplage consiste 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. Une autre solution, efficace mais pas toujours possible, consiste à raccorder de façon équipotentielle la référence de potentiel (0V) de la carte au châssis.

1.6.3 – Le couplage par diaphonie inductive

Un courant circulant dans un conducteur produit un champ magnétique. Ce dernier induira une force électromotrice dans une boucle formée par un conducteur voisin et son retour. Ce couplage est quantifié par la mutuelle inductance entre le conducteur source et le conducteur victime.

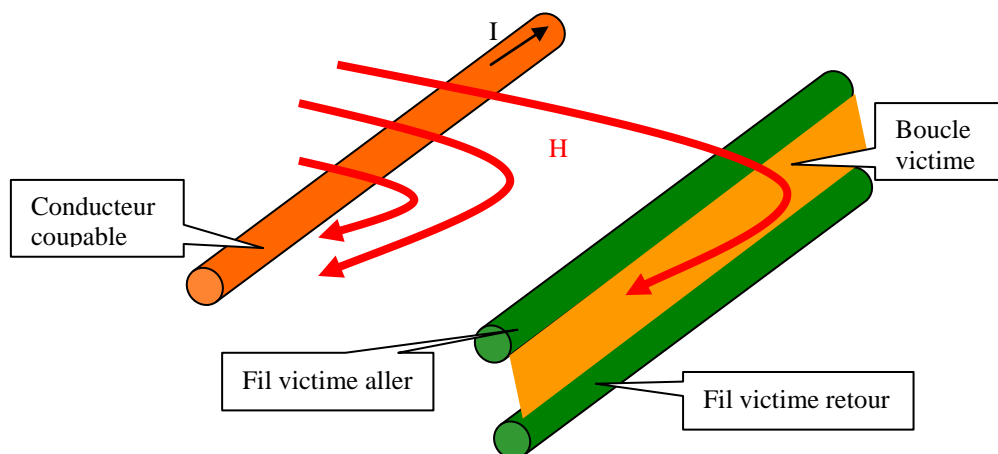


Fig.1-10 : Couplage par diaphonie inductive

Remédier à ce problème revient à diminuer la mutuelle inductance et/ou limiter les variations rapides de courant dI/dt dans le conducteur source. Un autre moyen également plus efficace consiste à réduire au minimum la surface de la boucle victime.

1.6.4- Le couplage par diaphonie capacitive

La différence de potentiel entre un conducteur quelconque et son environnement, la masse ou un autre conducteur, produit un champ électrique E . Celui-ci va injecter, dans la mesure du possible, un courant parasite dans un conducteur voisin. Ce couplage est quantifié par une capacité de couplage C entre le conducteur source et le conducteur victime.

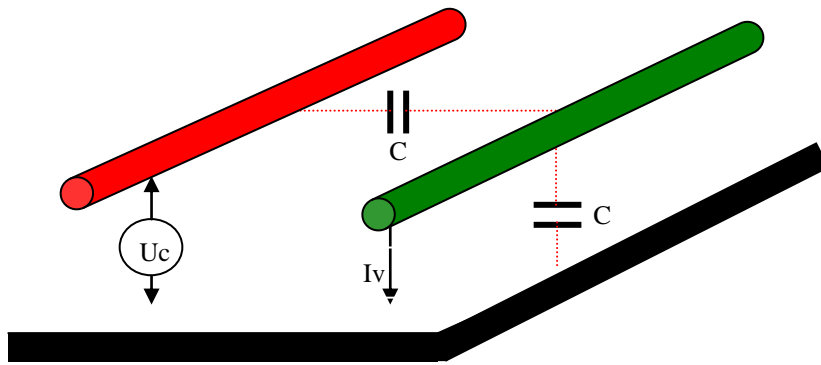


Fig.1-11 : Couplage par diaphonie capacitive.

Ce phénomène peut être réduit en diminuant la capacité parasite C et/ou en limitant les variations rapides de différence de potentiel dU/dt dans le conducteur source.

1.6.5- Le couplage par champ à câble

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

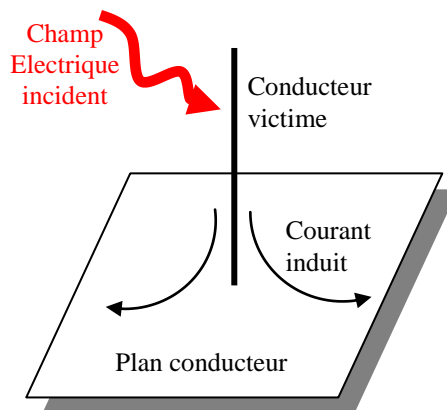


Fig.1-12 : Couplage champ à fil

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

1.6.6- Le couplage par champ à boucle

Il en est de même que pour le phénomène précédent, un champ magnétique variable traversant une boucle conductrice y induit une différence de potentiel parasite.

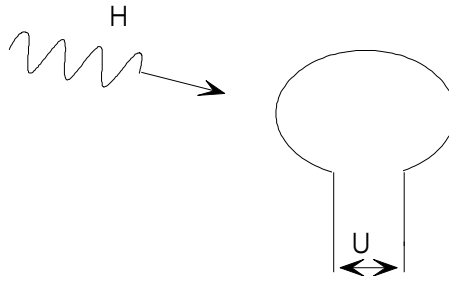


Fig.1-13 : Couplage champ à boucle

Ce couplage peut être réduit en limitant la surface de la boucle victime et/ou en réduisant le champ magnétique coupable.

1.7- NORMES ET REGLEMENTATIONS

Le développement industriel, caractérisé par une course effrénée vers les nouvelles technologies et une concurrence sans limite, a entraîné une multiplication des sources de perturbation, et leurs conséquences se sont multipliées provoquant ainsi des incidents multiples de dysfonctionnement graves (détérioration de process, perte ou altération d'information, erreurs de calcul, etc...), préjudiciables à la bonne marche des entreprises. C'est dans ce contexte que, depuis quelques années, les partenaires industriels se sont mis à développer des concepts et des normes acceptables et admis par tous [16, 17, 18].

Le premier organisme qui a œuvré pour la normalisation de la CEM et le Comité International Spécial sur les Perturbations Radioélectriques (CISPR), sous-comité de la Commission Electrotechnique Internationale (CEI). En Europe, c'est le Comité Européen de Normalisation en Electrotechnique (CENELEC), qui est chargé d'élaborer les directives de normalisation en donnant des références de normes harmonisées entre les pays de la CEE. Dans sa directive 89/336/EEC [8, 19], 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 l'Union Européenne doit être en conformité avec les normes CEM; il portera alors le label CE, Certified Europ, qui garantit sa conformité [16].

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 [8, 19], parmi lesquels nous pouvons citer :

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 principaux thèmes, à savoir :

- 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 matériels suivants :

appareils industriels, scientifiques et médicaux,

récepteurs de radiodiffusion sonore, télévisions, appareils associés,

appareils électrodynamiques,

appareils électriques d'éclairage,

appareils de traitement de l'information,

Ils s'occupent également de l'immunité aux :

décharges électrostatiques,

rayonnements,

transitoires rapides,

ondes de choc,

champs radioélectriques,

- champs magnétiques,

creux de tension.

Les principales normes européennes comprennent :

1- *Les normes de produits - perturbations conduites et rayonnées :*

- EN 55011 - Appareils industriels, scientifiques et médicaux

- EN 55013 - Récepteurs de radiodiffusion sonore, télévisions, appareils associés

- EN 55014 - Appareils électrodomestiques

- EN 55015 - Appareils électriques d'éclairage

- EN 55022 - Appareils de traitement de l'information.

2- *Les normes génériques :*

Environnement résidentiel et commercial :

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

Environnement industriel :

- EN 50081-2 - Perturbations conduites et rayonnées
- EN 50082-2 – Immunité.
- 3- *L'immunité aux effets indésirables tels que :*
 - EN 61000-4-2 – les décharges électrostatiques
 - EN 61000-4-3 - les rayonnements
 - EN 61000-4-4 - les transitoires rapides
 - EN 61000-4-5 - les ondes de choc
 - EN 61000-4-6 - les champs radioélectrique
 - EN 61000-4-8/9/10 - les champs magnétiques
 - EN 61000-4-11 - les creux de tension.
- 4- *Les perturbations :*
 - EN 61000-3-2 - Emissions de courants harmoniques pour courant appelé < 16A
 - EN 61000-3-3 - Fluctuations de tension et flicker pour courant appelé < 16A
 - EN 61000-3-5 - Fluctuations de tension et flicker pour un courant d'appel d'intensité supérieure à 16A.

1.8- CONCLUSION

Le développement technologique a conduit à une situation très complexe, nécessitant l'introduction de la notion de Compatibilité Electromagnétique, définie par le Comité 77 de la CEI comme étant "*l'aptitude d'un appareil, équipement ou système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour tout ce qui se trouve dans cet environnement*". Une bibliographie technique et détaillée nous a permis de dresser de manière exhaustive les phénomènes mis en jeu ainsi que les normes auxquelles a abouti la Commission Electrotechnique Internationale de protection et/ou de limitations des effets néfastes de la pollution d'origine électromagnétique.

Si l'association des termes *compatibilité* et *électromagnétique* est relativement récente, il n'en est pas de même pour les problèmes et les concepts que cette dénomination recouvre. Ceux-ci concernent, en effet, les difficultés de fonctionnement des dispositifs électriques et

électroniques, dues à des phénomènes électriques ou magnétiques, conduits ou rayonnés, et leurs corollaires, c'est-à-dire les attentes des usagers concernant leur élimination, et les possibilités technico-économiques permettant d'assurer, soit cette élimination, soit à tout le moins une atténuation notable.

Assurer la compatibilité électromagnétique entre équipements revient en fait à limiter les phénomènes perturbateurs à la source à une valeur raisonnable, et à doter les appareils, les équipements et les systèmes d'un degré d'immunité raisonnable, par construction et en prenant pour leur installation les précautions nécessaires. Il est bien évident que les phénomènes électriques et magnétiques perturbateurs, étant de nature physique, ont commencé à être perçus dès les premières utilisations industrielles et domestiques de l'électricité, correspondant approximativement au début du siècle. L'amélioration constante de leurs performances ne fait qu'amplifier cet état de fait. L'étude de ces différents types de source de perturbation, et ces modes de couplage permettent de mieux comprendre les différents phénomènes mis en jeu.

Une application de l'énergie électrique concerne les convertisseurs statiques de puissance fonctionnant à différentes fréquences (circuits de commande à haute fréquence et circuits de puissance à fréquence relativement faible) qui produisent des perturbations électromagnétiques très nombreuses, de par leurs modes de couplage et leurs origines, fait l'objet du chapitre suivant.

1.9- BIBLIOGRAPHIE

- 1- R. TAHMI, " Les champs électromagnétiques et la santé humaine", Conférence présentée lors de la Journée d'Etudes sur la CEM, JCEM'01, Ecole Militaire Polytechnique Alger Avril 2002.
- 2- R. TAHMI," La Compatibilité Electromagnétique, phénomènes et enjeux", Conférence présentée lors de la Journée d'Etudes sur la CEM, JCEM'01, Ecole Militaire Polytechnique Alger Avril 2002.
- 3- P. DEGAUQUE, J. HAMELIN, "Compatibilité Electromagnétique", Dunod 1990.
- 4- A. CHAROY, "Compatibilité Electromagnétique", Tomes 1 à 4, Dunod 1992.
- 5- 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.

- 6- J. M. BERGES, "Compatibilité Electromagnétique, les phénomènes, les effets, les enjeux", REE N°4, Avril 1996, pp. 10-11..
- 7- J. M. BERGES, " La normalisation en CEM, directive 89.336 et marquage CEM", REE N°5, Nov. 1995, pp. 18-21.
- 8- M. C. BAUSSE, "La normalisation en compatibilité électromagnétique, historique et contexte international", REE N°5, Novembre 1995, pp. 14-17
- 9- C. CAREL, J. M. BERGES, "Impact d'une impulsion haute altitude sur les systèmes civils", REE N°4, Avril 1996, pp. 71-75.
- 10- T. SHIMIZA, T. SHIOGA, "Characteristics of electric power transmission on high-frequency inverter having distributed constant line at load side", IEEE trans. On Industrial Electronics, Vol. 38, N°2, avril 1991.
- 11- F. NDAJIGIMANA, J. CHILO, "Couplage de mode commun dans un assemblage boîtier-circuit intégré", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.
- 12- N. DERBEL, H. Da COSTA ABRANTES, G. CLERC, E. BESSAUDOU, P. AURIOL, "Propagation des perturbations dans une installation électrique basse tension", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.
- 13- A. PUZO, "Contribution à l'étude des perturbations rayonnées par les convertisseurs statiques haute fréquence", Thèse de Doctorat de l'ECLyon, Juin 1992.
- 14- R. TAHMI, A. MEKREBI, M. YANTREN, "Rayonnement d'un redresseur PD2 et du hacheur de Jones", International Conference on Electrotechnics ICEL'98, USTOran Octobre 1998.
- 15- M. KANDA, D. A. HILL, "A three loop-method for determining the radiations characteristics of an electrically small source", IEEE trans. On Electromagnetic compatibility, Vol. 3N, N°1, February 1992.
- 16- A. COURGENOU, "CEM, l'industriel face à la réglementation européenne", Revue Pratique de Contrôle Industriel, Fevrier 1995.
- 17- C. AMALRIC, "L'habillage CEM", Electronique N°72, Juillet 1997, pp. 76-79.
- 18- X. YANG, J. NUNS, "Perturbations conduites et rayonnées en chauffage par induction", Note technique EDF, Réf. HE-26/94/012, 1994.
- 19- G. CHAMPIOT, "La normalisation en CEM", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.

CHAPITRE 2
LA CEM EN
ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

2.1- INTRODUCTION

L'électronique de puissance est une des nombreuses applications de la conversion statique de l'énergie électrique; elle est donc aussi concernée par la CEM. Elle l'est d'autant plus que dans cette discipline, on retrouve une importante promiscuité entre les circuits bas et hauts niveaux, basses et hautes fréquences [1, 2, 3].

C'est dans ce domaine que l'on retrouve d'importants gradients de tension et de courant. Les grandeurs électriques d'usage sont importantes; elles peuvent atteindre quelques kA pour le courant et quelques kV pour la tension, avec également des gradients pouvant atteindre quelques kV/ μ s pour la tension et 100A/ μ s pour le courant. Grâce au développement de composants de puissance de plus en plus performants, la fréquence des commutations peut atteindre le mégahertz. Ce qui accroît la complexité de la situation.

2.2- PERTURBATIONS EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Tous les couplages possibles en CEM, existent dans un convertisseur statique pendant son fonctionnement. Ils peuvent se produire entre éléments du circuit ou entre le circuit et son environnement. Comme pour les sources, la connaissance de ces couplages est nécessaire pour déterminer et contrôler au mieux les perturbations dans le convertisseur, qu'elles soient d'origine interne ou externe. On peut résumer les perturbations générées et transmises à l'environnement par les convertisseurs statiques dans le tableau 2-1 :

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

Tab.2-1 : Perturbations électromagnétiques dans un convertisseur statique.

Les composants, la topologie du circuit du convertisseur et la disposition des différents éléments définissent les sources et les modes de couplage. L'étude électromagnétique d'un convertisseur tient alors compte de tous ces éléments et de l'environnement dans lequel évolue le convertisseur.

Ces contraintes de nature électromagnétique font que les convertisseurs statiques deviennent très polluants du point de vue CEM. Ils peuvent être à la fois sources de perturbation et victimes. Ce qui rend leurs études assez complexes, eu égard au fait que le convertisseur de puissance se comporte comme un système perturbateur, perturbant l'extérieur et lui-même. En fonction de la fréquence, les parties du convertisseur génèrent des perturbations. Comme le montre le diagramme (Fig.2-1), qui présente une évaluation du domaine fréquentiel de perturbation liée au fonctionnement électrique d'un convertisseur statique :

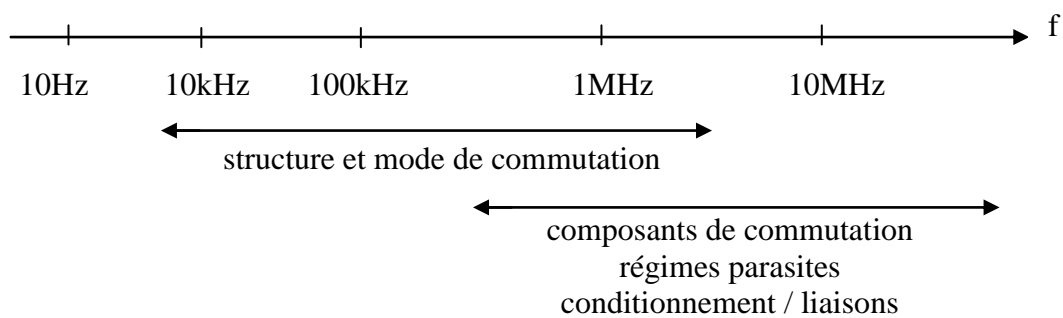


Fig.2-1 : Evaluation fréquentielle des perturbations produites par un convertisseur statique.

Dans une plage de fréquence pouvant atteindre environ 1MHz, c'est le fonctionnement périodique du convertisseur qui engendre des perturbations. Au delà et jusqu'à quelques dizaines de MHz, ce sont les phénomènes à l'échelle de la commutation qui en sont la cause. Y contribuent les divers composants parasites; le couplage à l'environnement étant lié au conditionnement du convertisseur et à ses liaisons galvaniques [4].

Pour illustrer ces phénomènes perturbateurs, nous prendrons comme exemple un hacheur à commutation forcée à transistor MOS, Fig.2-2.

C'est un convertisseur classique et d'usage courant. Comme le transistor est le point nodal du convertisseur, nous nous intéressons aux variations des grandeurs qui lui sont liées, c'est à dire la tension V_{DS} à ses bornes et le courant I_{DS} qui le traverse. En effet, la connaissance des grandeurs électriques est importante.

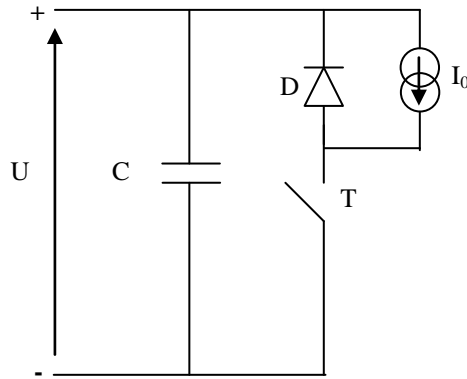


Fig.2-2 : Hacheur à commutation forcée

Leur analyse nous renseigne sur le fonctionnement du convertisseur étudié et, par delà, tenter de comprendre le processus de génération des perturbations conduites et rayonnées. Pour cela, nous procéderons aux tests de mesures sous certaines conditions car les mesures en CEM comportent certaines particularités, que nous présenterons dans la partie suivante.

2.3- TESTS DE MESURES EN CEM

Les mesures en CEM s'effectuent avec beaucoup de précautions; ceci est du principalement à la particularité des signaux à mesurer et des conditions de test. La première difficulté consiste à isoler la grandeur à mesurer des autres grandeurs liées à l'objet à étudier appelé **Equipment Sous Test (EST)** ou à l'environnement [5, 6, 7, 8]. Pour s'en affranchir, toutes les mesures sont effectuées dans une cage de Faraday anéchoisée ou à défaut dans une cage de Faraday simple [9]. En électronique de puissance, les mesures des perturbations conduites et rayonnées sont également délicates. Dans notre travail, pour éviter les interactions sous forme conduites, nous avons procédé à la démarche métrologique suivante : Isoler galvaniquement la commande de l'interrupteur en utilisant une connexion par fibre optique,

alimenter cette commande par une batterie d'accumulateurs,

remplacer le circuit de puissance du réseau par une génératrice à courant continu entraînée par un moteur asynchrone.

La durée des signaux perturbateurs est très courte, de 10 à 100ns, ce qui est très faible par rapport à la durée de la période de découpage égale à 10 μ s. Il est donc nécessaire de les mesurer minutieusement en prenant le maximum de précautions par l'emploi d'un oscilloscope numérique, ou d'un analyseur de spectres, à large bande passante.

2.3.1- Tests de mesures des grandeurs électriques

Les capteurs utilisés sont des sondes de tension et de courant à large bande passante, utilisés pour éviter d'éventuels couplages avec le circuit de puissance. Ce qui pourrait, non seulement fausser les mesures, mais aussi modifier le fonctionnement d'une partie, ou de la totalité du circuit. Une des précautions à prendre pour le capteur de tension est la réduction maximale de la longueur du fil de masse ou à défaut la réduction de la surface de la boucle créée par la sonde en torsadant le fil de masse autour de celle-ci. La figure 2-3 présente un dispositif de mesure de la tension V_{DS} . L'allure de cette tension est également présentée à la figure 2-4. Nous remarquons que dans ce cas le bruit est toujours présent et très accentué au moment où il y aurait conduction et ouverture simultanée du transistor MOS.

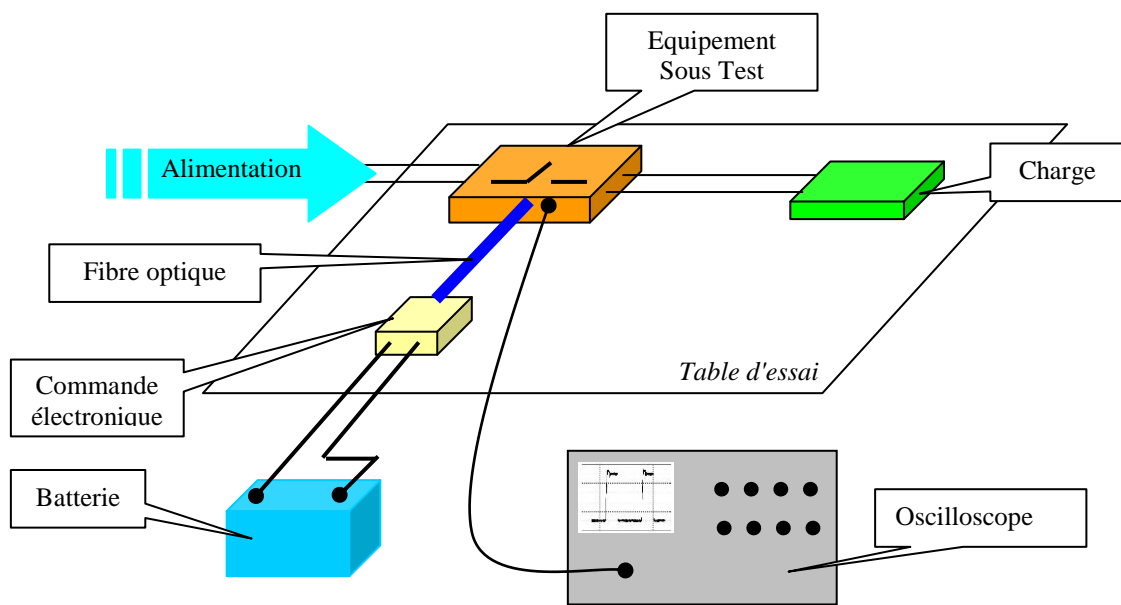


Fig.2-3 : Dispositif de mesure de la tension V_{DS} .

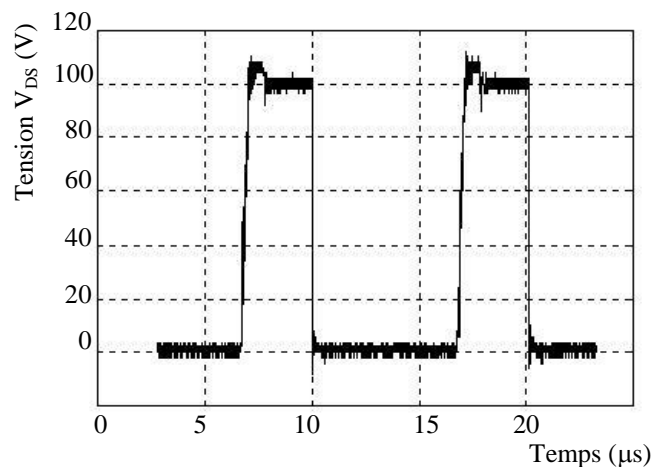


Fig.2-4 : Tension V_{DS} aux bornes du transistor

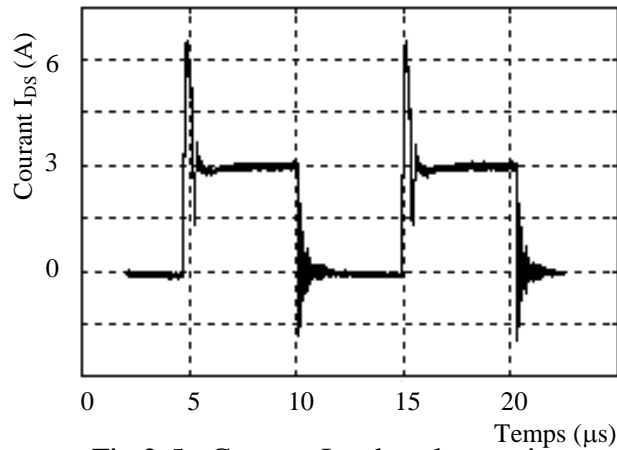


Fig.2-5 : Courant I_{DS} dans le transistor

Les variations de ces deux grandeurs sont présentées aux figures 2-4 et 2-5 respectivement pour un courant de charge de 3A et une tension d'alimentation U de 100V. Naturellement, ces signaux présentent des ondulations lors des commutations qui découlent des imperfections des composants et autres constituants du convertisseur. Elles constituent la source des perturbations électromagnétiques générées par le convertisseur sous forme de perturbations rayonnées et de perturbations conduites.

2.3.2- Mesures des perturbations rayonnées

Dans ce cas, les capteurs sont des "antennes boucle" pour la mesure du champ magnétique H et des "antennes fouet" ou dipôles pour la mesure du champ électrique E . Pour éviter des couplages éventuels avec les parties de l'équipement sous test, la distance antenne-EST est optimisée. Ces couplages peuvent modifier le champ à mesurer [6, 10].

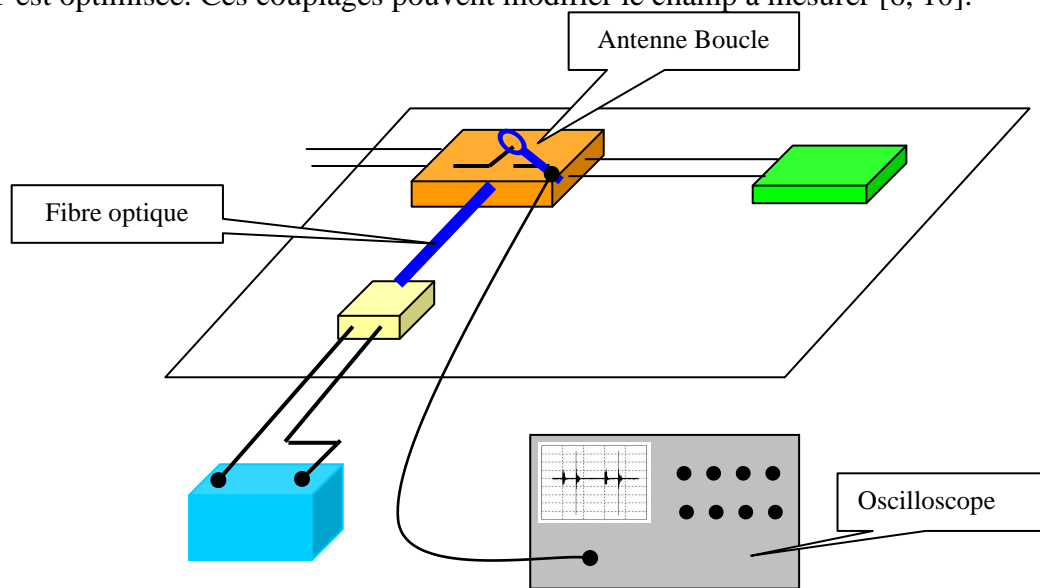


Fig.2-6 : Dispositif de mesure des perturbations rayonnées.

La Fig.2-7 présente la forme des perturbations rayonnées produites, mesurées à 5cm au-dessus du convertisseur par une antenne boucle de 6cm de diamètre. Nous remarquons bien qu'aux instants d'ouverture et de fermeture du transistor, l'amplitude du champ magnétique H est relativement importante atteignant parfois la valeur 0.8 A/m.

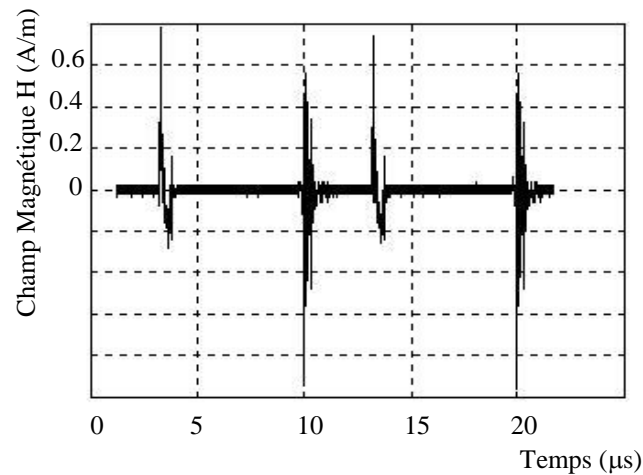


Fig.2-7 : Champ magnétique rayonné

D'un point de vue temporel, nous constatons que c'est lors de la fermeture du transistor que se produit la perturbation la plus importante. Ceci montre que la commutation à l'amorçage du transistor est la plus polluante.

De la même façon que précédemment, on relève le champ électrique E rayonné en changeant l'antenne boucle par une antenne dipôle, Fig.2-8. Nous constatons par contre, que c'est lors de l'ouverture du transistor que se produit la perturbation la plus importante. Ceci est vrai tant en amplitude, en durée, qu'en fréquence d'oscillations.

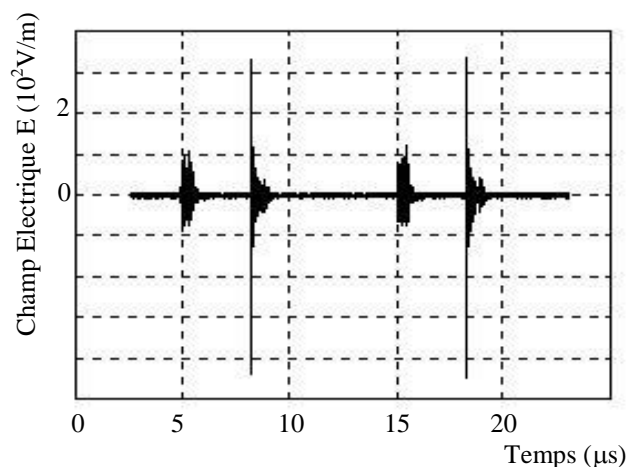


Fig.2-8 : Champ électrique rayonné

Les actions des champs \vec{H} et \vec{E} sont conjuguées et atteignent leur amplitude maximale l'un à la fermeture du transistor et pour l'autre, à l'ouverture du transistor.

2.3.3- Mesures des perturbations conduites

Pour séparer les perturbations conduites des autres signaux existant dans l'équipement sous test, nous utilisons un filtre dont le rôle est de bloquer la circulation de tous les signaux parasites dans les deux sens alimentation-EST. Ce filtre est appelé **Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne**, ou RSIL, dont les impédances d'entrée et de sortie sont égales à 50Ω dans une large bande de fréquence. La Fig.2-9 présente un exemple de schéma de RSIL et son implantation dans le circuit.

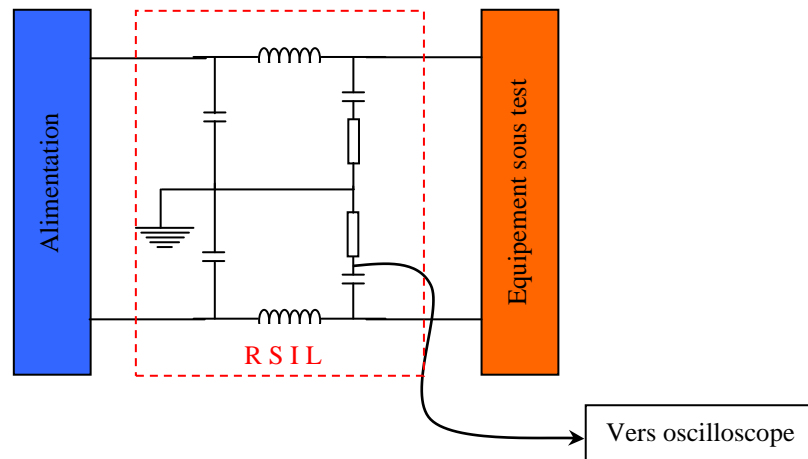


Fig.2-9 : Insertion du RSIL pour la mesure des perturbations conduites.

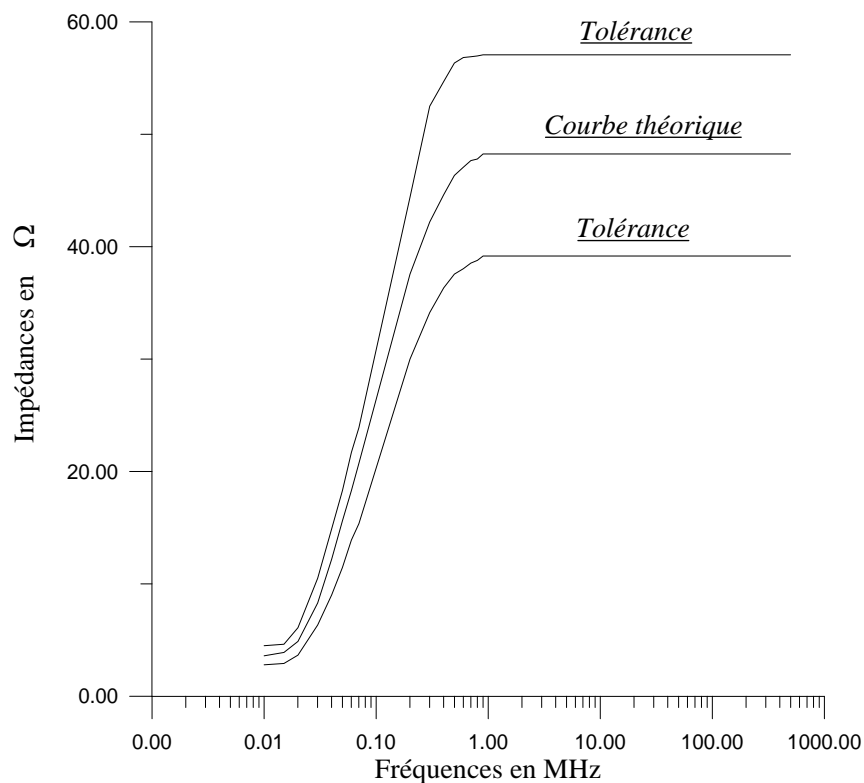


Fig.2-10 : Variation de l'impédance du RSIL en fonction de la fréquence.

La figure 2-10 présente les variations de l'impédance du RSIL en fonction de la fréquence. Il est à remarquer qu'entre une fréquence de 0.01 et 1MHz, l'impédance croît sous forme linéaire et de 1MHz au GHz, l'impédance est maximale et constante, avec cependant une tolérance de $\pm 10\Omega$.

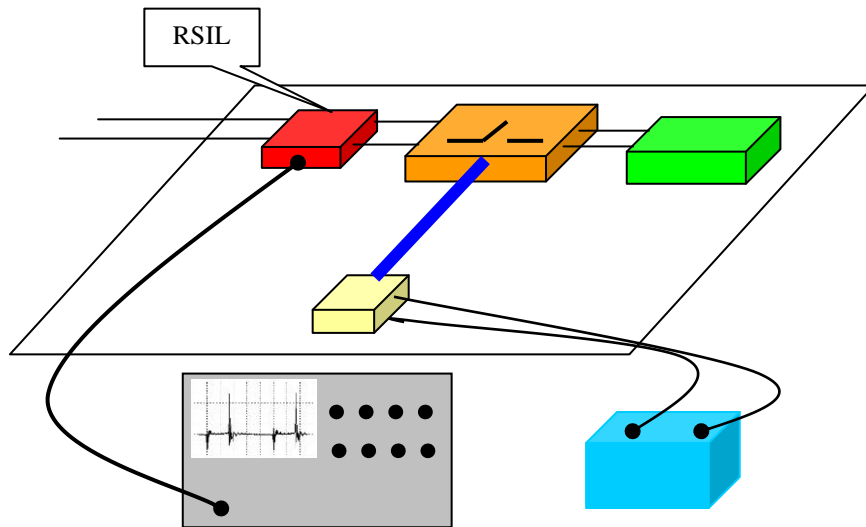


Fig.2-11 : Dispositif de mesure des perturbations conduites.

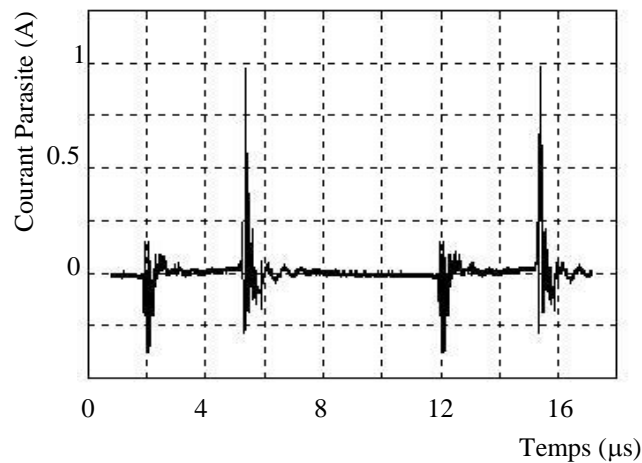


Fig.2-12 : Perturbations conduites produites par le convertisseur

Après insertion du RSIL dans le dispositif de mesure des perturbations conduites, Fig.2-11, nous procéderons aux mesures des courants parasites du convertisseur. Nous remarquons alors que c'est à l'instant de la fermeture de l'interrupteur, c'est à dire lors de l'établissement du courant dans la charge, que se produit la perturbation la plus importante. Nous retrouvons la même évolution que celle du champ magnétique lors des mesures des perturbations rayonnées, Fig. 2-12.

2.4 - CONCLUSION

Les convertisseurs statiques constituent des sources de perturbations électromagnétiques, rayonnées et conduites, très importantes. Ces perturbations sont produites aux instants de commutations du transistor. Elles sont alors régies par des mécanismes qui dépendent du mode de fonctionnement du convertisseur et, plus précisément, du type de commutation du transistor de puissance et des imperfections inévitables de ses constituants à savoir : composants actifs, composants passifs et conducteurs.

Les imperfections des composants sont dues à leurs constitutions propres à l'échelle microscopique. Un autre phénomène, beaucoup moins explicite mais néanmoins important, qui intervient lors des commutations, est l'existence des différents couplages par diaphonies inductive et capacitive qui se traduisent par des tensions et des courants parasites qui se superposent aux signaux utiles. Si la localisation de ces sources semble aisée, il en est autrement pour leur mesure et leur évaluation. Nous avons vu que, pour éviter de fausser les mesures, il fallait prendre certaines précautions. Pour également éviter d'éventuels couplages par diaphonie entre les différents capteurs de mesures, tels que les antennes, les sondes de tension et les sondes de courant, une seule grandeur sera mesurée à la fois. Les amplitudes des caractéristiques temporelles des perturbations électromagnétiques conduites et rayonnées sont très importantes. Elles sont représentées par leur forme, leur valeur crête et surtout le gradient. Elles fixent le caractère perturbateur des systèmes coupables et la sensibilité des systèmes victimes. Les gradients en tension pouvant atteindre quelques $\text{kV}/\mu\text{s}$ et ceux en courant de l'ordre de $100\text{A}/\mu\text{s}$ font que les signaux issus des convertisseurs sont de caractère très particulier, créant des perturbations électromagnétiques relativement intenses.

2.5- BIBLIOGRAPHIE

- 1- J. DELABALLE, R. CALVAS, "Coexistence courants forts-courants faibles", REE N°4, Avril 1996, pp. 33-38.
- 2- J. BAUDET, H. LESTIENNE, O. DRUANT, B. DEMOULIN, "Sensibilité des composants électroniques intégrés soumis à des champs perturbateurs", REE N°5, novembre 1995, pp. 50-57.
- 3- F. MERIENNE, "Influence de l'interaction puissance-commande sur le fonctionnement des convertisseurs d'électronique de puissance, simulation fine, recherche de règles de conception", Thèse de Doctorat INPGrenoble Janvier 1996.

- 4- F. COSTA, " Contribution à l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence", Thèse de Doctorat de l'Université de Paris-Sud Orsay, Avril 1992.
- 5- F. J. AIRES de BRITO, J. PISSOLATO, "Electrical perturbation detection in telecommunications lines", EMC'92 China.
- 6- S. ISKRA, I. P. Mac FARLANE, "H-field sensor measurement errors in the near-field of a magnetic dipole", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. 31, N°3, pp. 306-311, Aug. 1989.
- 7- J. D. GAVENDA, "Near-field corrections to site attenuation", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. 36, N° 3, pp. 213-220, Aug. 1994.
- 8- M. LUBINEAU, E. SICARD, C. HUET, J. C. POURTAU, S. OLLITRAULT, Ch. MAROT, "La mesure CEM sur composant, état de l'art", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.
- 9- S. FICHEUX, Y. LERASLE, E. PRETET, "Résultats des mesures des essais d'intercomparaison en chambre CEM Véhicule", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.
- 10- M. B. MARTIN, M. BARILLEAU, "Etude et mesure de cellule TEM avec absorbants ferrite", 6° Colloque International et Exposition sur la CEM, Lyon Juin 1992.

CHAPITRE 3
MODELE ELECTROMAGNETIQUE
ET RESULTATS THEORIQUES

3.1- INTRODUCTION

Dans ce chapitre, nous présentons les perturbations électromagnétiques rayonnées et conduites générées par les convertisseurs statiques. Pour mieux comprendre les processus de leur production, nous présentons une étude des mécanismes du fonctionnement électromagnétique du convertisseur. Cette étude tient compte de tout type de couplage existant et du comportement réel du convertisseur, y compris les imperfections des composants actifs et passifs le constituant. Pour prouver l'existence et montrer l'influence de ces éléments parasites, une simulation est nécessaire. Celle-ci doit être aussi fine que possible pour que la description du fonctionnement réel soit la plus fidèle possible. La validation des résultats obtenus par simulation est la comparaison avec ceux issus de l'expérimentation.

3.2- PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES

Pour illustrer les perturbations électromagnétiques des convertisseurs, nous avons considéré comme exemple un hacheur à commutation forcée haute fréquence représenté à la Fig.3-1.

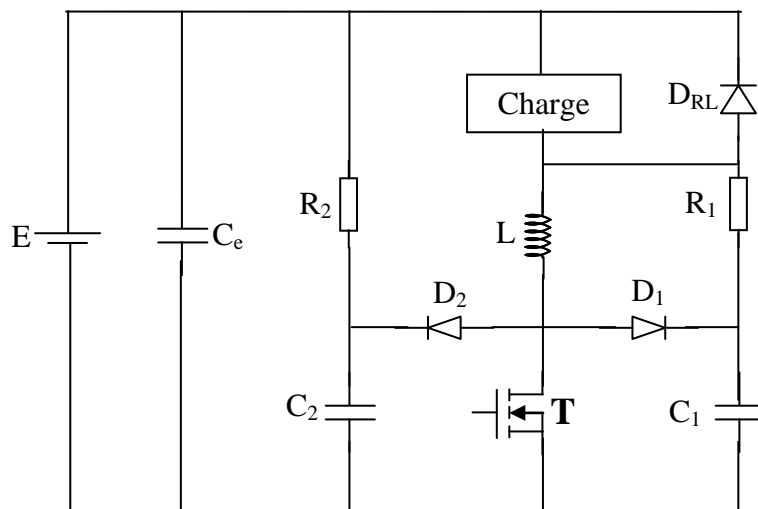


Fig.3-1 : Schéma du hacheur à commutation forcée

L'interrupteur principal est un transistor MOSFET IRF250. Le hacheur est dimensionné pour fonctionner à 100kHz avec une alimentation continue de 100V et un rapport cyclique variable.

Les valeurs des éléments sont :

$$C_e = 10\mu\text{F},$$

$$R_1 = 15\Omega,$$

$$C_1 = 10\text{nF},$$

$$L = 1.224\mu\text{H},$$

$$R_2 = 47\Omega,$$

$$C_2 = 140\text{nF}.$$

Le condensateur C_1 limite le gradient dV_{DS}/dt de la tension drain-source aux bornes du transistor. La résistance R_1 limite le courant de décharge de C_1 . Les éléments D_2 , R_2 , et C_2 constituent le circuit écrêteur du transistor. L'inductance L a un rôle important, elle freine le courant I_{DS} du transistor de puissance lors de son amorçage en contrôlant son gradient. A la fermeture de ce dernier, le condensateur C_1 fixe le gradient de la tension V_{DS} aux bornes du transistor à une valeur égale à $1\text{kV}/\mu\text{s}$. Lors de l'ouverture du transistor, le courant I_{DS} diminue dans l'inductance L dont l'énergie résiduelle est donnée par :

$$\frac{1}{2}LI_{DSM}^2 f = \frac{(V_{DS} - E)^2}{R_2} \quad (3-1)$$

cette énergie produit une surtension aux bornes du transistor limitée à 20% par le circuit écrêteur R_2 - C_2 . Pour évaluer uniquement les bruits propres du convertisseur, il faut le préserver de toutes influences extérieures. Pour cela, le convertisseur et son circuit de commande sont alimentés par une batterie d'accumulateurs. Les ordres de commutation sont également transmis par fibre optique pour satisfaire les mêmes contraintes. Le hacheur est placé sur un dissipateur thermique des semi-conducteurs de puissance.

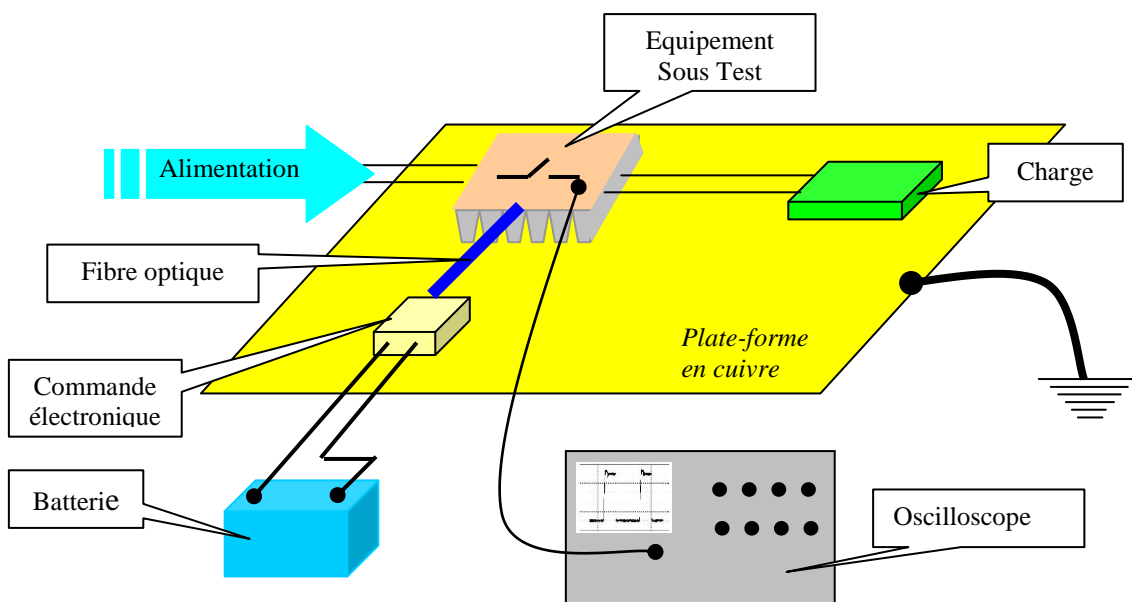


Fig. 3-2 : Dispositif d'essai

Tout le dispositif est placé au-dessus d'une table recouverte d'un plan de cuivre relié à la terre, servant ainsi de référence de potentiel. Il est donc au même potentiel que celui de la cage de Faraday dans laquelle sont effectuées les mesures.

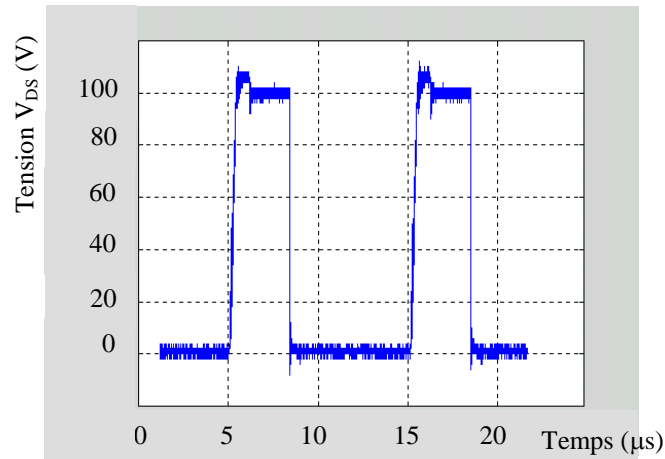


Fig. 3-3 : Tension V_{DS} aux bornes du transistor

La Fig.3-3 présente les variations de la tension V_{DS} en fonction du temps lors des commutations. Nous remarquons qu'une légère surtension existe lors de la fermeture du transistor avec de légères ondulations rapidement amorties. La contrainte physique qu'est la surtension fixée lors de la conception du hacheur à 20% est en réalité égale à 10% environ. Ceci montre que les résultats des calculs du réseau électrique sont influencés et faussés par des paramètres "invisibles" dont on ne soupçonne pas l'existence pour l'instant.

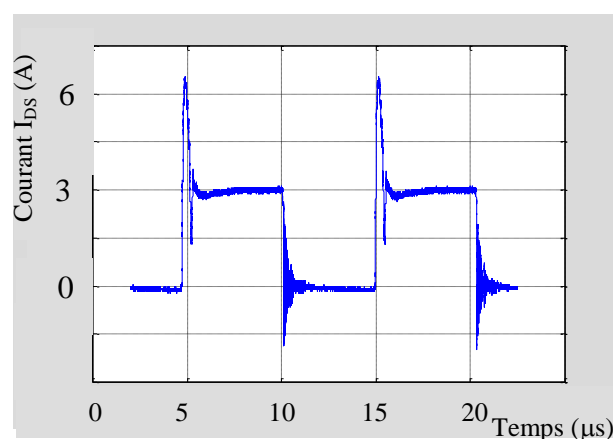


Fig.3-4 : Courant I_{DS} passant dans le transistor

La Fig.3-4 présente le courant I_{DS} qui traverse le transistor. Lors de son amorçage, le transistor subit une surintensité de 100% avec une ondulation très vite amortie. Par contre,

lors de l'ouverture, les ondulations sont d'amplitudes moins élevées mais plus importantes en fréquence et en durée. Cela nous renseigne sur la fermeture du transistor qui lui impose des contraintes dynamiques plus importantes que lors de l'ouverture.

3.2.1 -Perturbations rayonnées

Certains auteurs [1, 2] ont montré que la maille "T-L-D_{RL}-C_e" contenant le transistor est la plus perturbatrice, c'est à dire la plus rayonnante. Pour notre part, nous nous sommes attelés à étudier cette situation en mettant en évidence l'influence du fonctionnement du transistor sur la qualité de ces perturbations.

Lors des tests de mesure des perturbations rayonnées, le choix de la distance antenne-boucle émettrice est primordial. En effet, il faut éviter de déformer le signal à mesurer par couplage entre les deux parties.

3.2.1.1- le champ magnétique

Pour une distance antenne-boucle égale à 5cm, le champ magnétique capté est proportionnel au courant variable circulant dans cette boucle [2]. Pour une distance plus importante, le champ mesuré est celui produit par la boucle émettrice visée superposé aux champs produits par les boucles voisines. Nous avons également utilisé une antenne boucle de surface identique à la surface de la boucle émettrice. Elle est disposée horizontalement pour deux raisons majeures, à savoir :

la zone de champ proche est limitée à une distance inférieure à dix fois le rayon équivalent de la boucle émettrice [3, 4, 5],

L'amplitude du champ magnétique H est indépendante de la forme géométrique de la boucle émettrice pour une distance supérieure à trois fois son rayon équivalent.

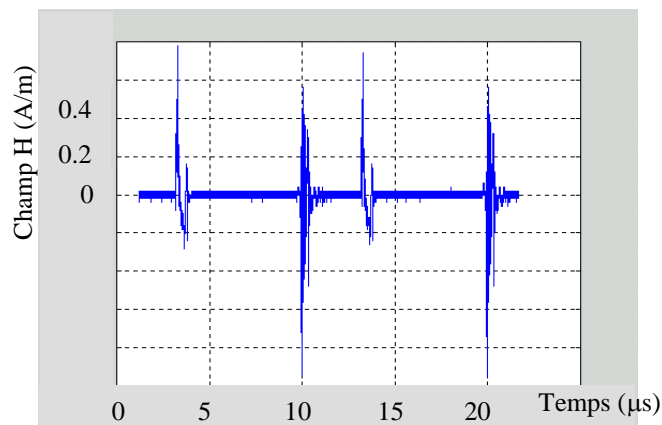


Fig.3-5: Champ magnétique rayonné

D'après l'allure du signal présenté à la Fig. 3-5, la première remarque qui s'impose est que le rayonnement du champ magnétique existe, exclusivement lors des commutations du transistor, qui présente des oscillations hautes fréquences à l'ouverture. Il y a cependant moins d'oscillations lors de la fermeture du transistor.

Le spectre du champ magnétique rayonné montre que les harmoniques se trouvant dans la gamme de fréquences allant de 100kHz à quelques MHz sont liés aux phénomènes de découpage et aux conditions de charge, Fig. 3-6. Au-delà, les harmoniques sont plutôt liés aux phénomènes électromagnétiques qui se produisent pendant les commutations. Ils dépendent donc des propriétés intrinsèques des semi-conducteurs, de leur mode de fonctionnement et des imperfections des composants passifs et des moyens de liaison.

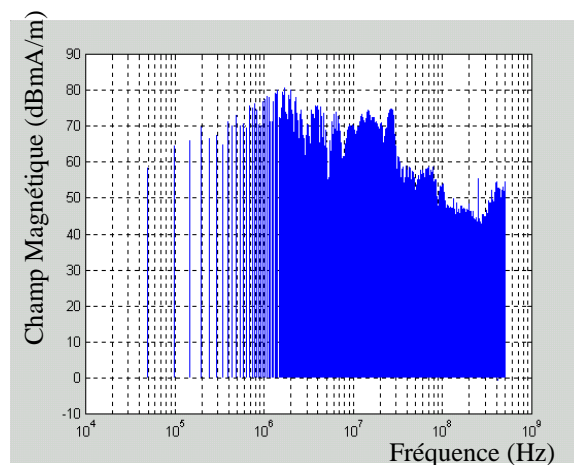


Fig. 3-6 : Spectre des harmoniques du champ magnétique rayonné

Les formes temporelle et spectrale du champ magnétique rayonné ne donnent aucune information quant à la contribution de chaque commutation, ou plutôt des phénomènes qui se produisent à cet instant, dans la production de ce rayonnement. C'est le rôle confié au spectrogramme du champ magnétique qui présente le spectre des harmoniques en trois dimensions par adjonction du paramètre "temps", Fig.3-7. Ce spectrogramme montre clairement que c'est la commutation à l'ouverture du transistor qui présente un caractère perturbateur plus important en champ magnétique que la commutation à la fermeture.

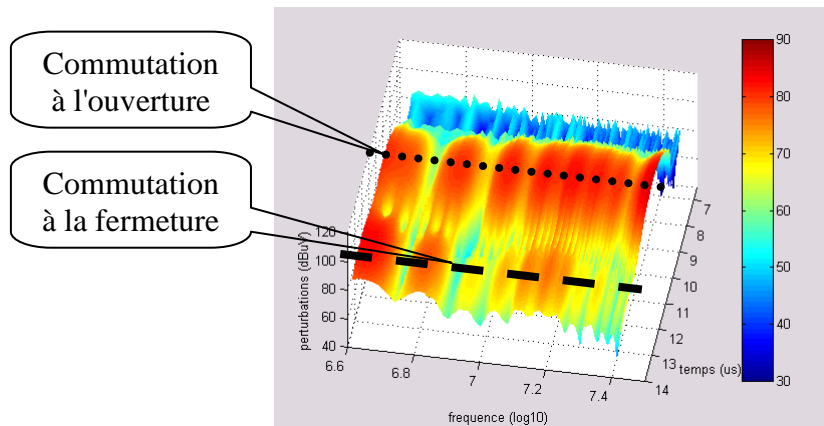


Fig. 3-7 : Spectrogramme du champ magnétique rayonné

3.2.1.2- Le champ électrique

Le champ le plus important est produit par les conducteurs dits "chauds" liés aux boucles émettrices et non reliés à la masse. Nous avons relevé uniquement la composante normale du champ électrique rayonné, car elle est très grande devant la composante tangentielle, comme le rapporte la référence [2].

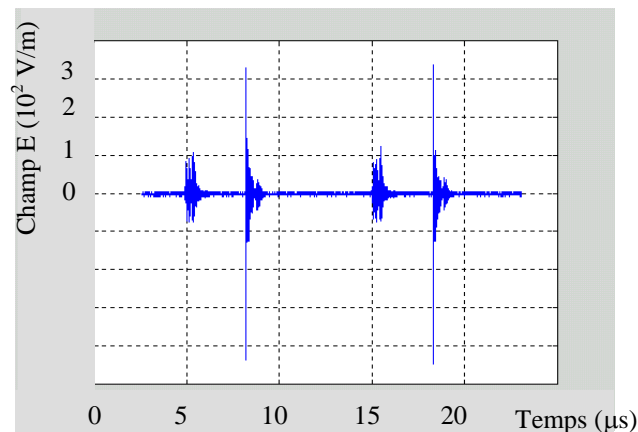


Fig. 3-8 : Champ électrique rayonné

Nous remarquons également que le rayonnement se produit uniquement lors des commutations. Cependant, contrairement au champ magnétique, c'est lors de l'amorçage du transistor que le champ électrique présente la plus grande amplitude. Des oscillations haute fréquence dues aux différents circuits résonnants formés par les éléments présents dans le convertisseur sont présentés comme le montre la Fig.3-8.

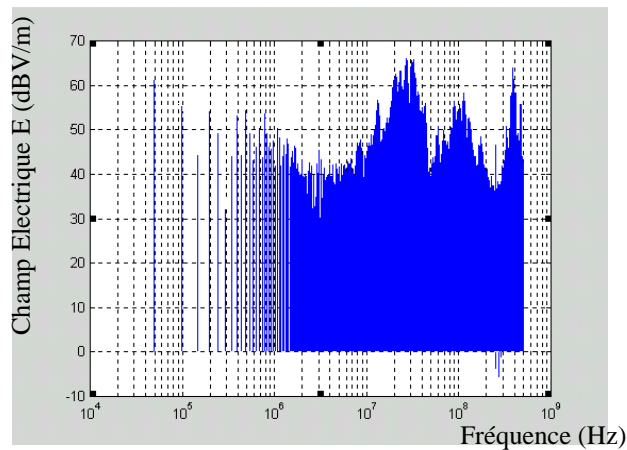


Fig. 3-9 : Spectre du champ électrique rayonné

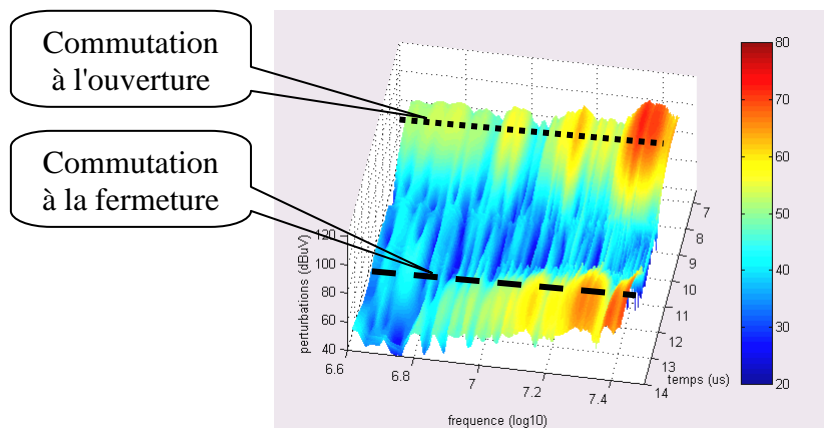


Fig. 3-10 : Spectrogramme du champ électrique rayonné

La figure 3-9 présente le spectre du champ électrique rayonné. Le spectrogramme du champ électrique rayonné montre clairement que c'est la commutation à l'ouverture du transistor de puissance qui est la plus polluante du point de vue électromagnétique, Fig. 3-10.

3.2.2- Perturbations conduites

Les relevés des perturbations conduites, Fig3-11, montrent que celles-ci se produisent aussi au moment des commutations, c'est-à-dire lorsque le transistor subit le maximum de contraintes électriques en tension et en courant. Ces contraintes sont issues des gradients de tension et des gradients de courant. Les premiers génèrent des courants de mode commun qui circulent dans les capacités parasites dues aux diaphonies, ce sont des courants de déplacement. Les seconds agissent sur les inductances parasites et y produisent des courants parasites en mode différentiel. Ces contraintes produisent des oscillations de la tension et du courant au moment des commutations.

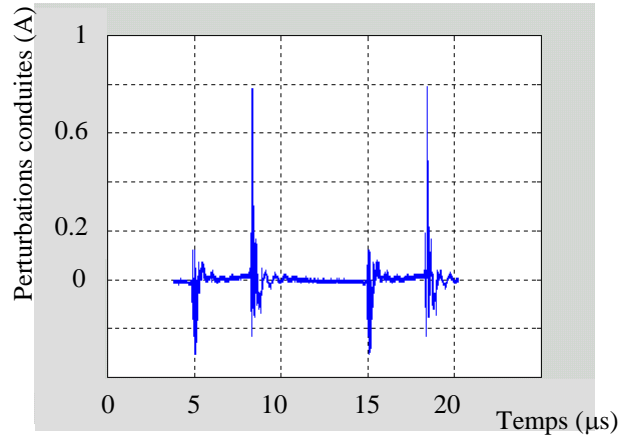


Fig. 3-11 : Perturbations conduites produites par le hacheur

Les figures 3-12 et 3-13 présentent respectivement le spectre des perturbations conduites et le spectrogramme de ces mêmes perturbations.

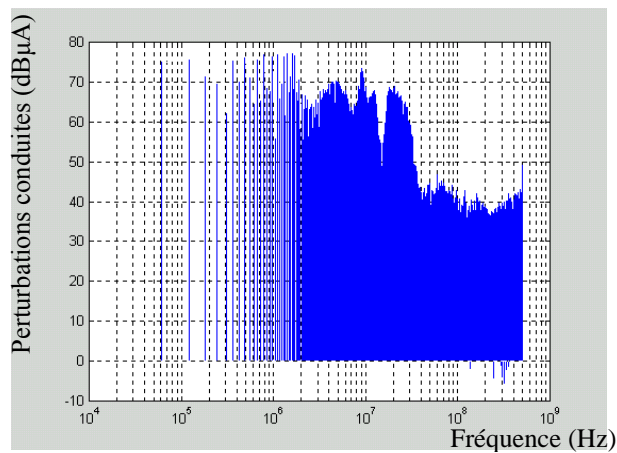


Fig. 3-12 : Spectre des perturbations conduites produites

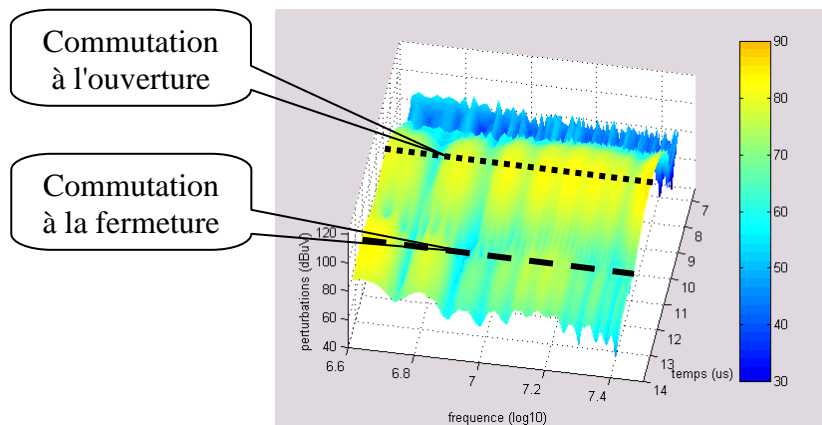


Fig. 3-13 : Spectrogramme des perturbations conduites

Comme pour les champs magnétique et électrique rayonnés, nous remarquons que les perturbations conduites sont produites en partie lors de l'ouverture du transistor de puissance. Nous concluons donc que la commutation à l'ouverture du transistor de puissance est très prolifique en perturbations électromagnétiques rayonnées et conduites.

3.3- MODELISATION ET SIMULATION

Nous avons vu que les perturbations électromagnétiques, rayonnées et conduites, sont essentiellement dues aux commutations du transistor et se produisent à ces instants là. Leur étude doit être exhaustive et assez précise. Ce qui nécessite des modèles précis, tant du point de vue statique que dynamique, des éléments intervenant dans le fonctionnement du convertisseur [6]. Avant d'entreprendre la modélisation, nous effectuerons une étude électromagnétique du hacheur en tenant compte des différents phénomènes, couplages et modèles des composants. Ce modèle doit être suffisamment fin, fidèle et exhaustif afin de décrire le plus fidèlement possible le fonctionnement réel du hacheur. Cette modélisation est validée par une comparaison des signaux relevés avec ceux obtenus par simulation. Par la suite, nous présentons les principales étapes de commutation du hacheur qui permettent d'étudier les perturbations électromagnétiques générées par ce convertisseur.

3.3.1- Modélisation du convertisseur

Un convertisseur alimentant une charge quelconque est un ensemble constitué de composants électroniques et d'accessoires de connexions comme les pistes de cuivre et fils ou câbles de liaison. Ces différents éléments ne sont pas idéaux et leur fonctionnement l'est encore moins. En vue de l'étude électromagnétique du hacheur et de la simulation de son fonctionnement, il est nécessaire d'établir un modèle qui permette de décrire fidèlement son comportement dans ses deux volets électrique et électromagnétique. Pour cela, nous établirons une méthodologie précise de modélisation qui, à partir des données électriques et géométriques du hacheur, permettra de représenter tous les phénomènes qui peuvent éventuellement survenir lors du fonctionnement du hacheur. Nous suivrons une démarche progressive où chaque étape correspondra à la prise en compte des phénomènes ou éléments suivants : les composants actifs, les composants passifs et, enfin, les diaphonies inductives et capacitatives. L'utilisation de modèles dans cette étude pose le problème de la qualité des informations requises sur les composants utilisés. Leurs structures appartiennent à des

domaines de la physique aussi variés que les conducteurs, les semi-conducteurs, les diélectriques et les milieux magnétiques [7, 8].

Nous présentons les éléments constituant le hacheur du point de vue fonctionnel et ne pas seulement tenir compte de la relation tension/courant les caractérisant. Les composants électriques, ou électroniques, ne sont pas uniquement caractérisés par leurs valeurs intrinsèques. Leurs modèles sont constitués d'éléments simples et parfaits tels que :

les sources de tension,

les sources de courant,

les condensateurs,

les inductances,

les résistances.

Les composants actifs tels que la diode et le transistor, sont parfois représentés uniquement par une résistance binaire, de valeur faible à l'état passant et très grande à l'état bloqué; ceci est peut-être suffisant pour une description sommaire et à l'échelle de période de fonctionnement. Il ne l'est sûrement pas si nous voulons décrire précisément ce qui se passe à l'échelle de la commutation. En effet, ce sont les commutations, très rapides, qui sont à l'origine des perturbations électromagnétiques, qu'elles soient conduites ou rayonnées.

Les composants passifs tels que la résistance, l'inductance et le condensateur, assurent fidèlement leur rôle à la fréquence normale. Ils se comportent selon le rôle qui leur est dévolu et ne perturbent pas le circuit dans lequel ils se trouvent. En électronique de puissance, ces composants sont souvent soumis à de forts gradients de tension dV/dt et de courant dI/dt . Ces contraintes modifient la réaction et le comportement intrinsèque de ces composants. Les matériaux les constituant et même la topologie subissent des contraintes électriques et magnétiques haute fréquence qui les obligent à s'adapter en adoptant une réaction autre que celle pour laquelle ils ont été conçus et utilisés. Ainsi donc, une résistance ne se comportera plus comme une résistance parfaite, etc... L'établissement des modèles équivalents, constitués d'éléments idéaux, sensés représenter fidèlement le comportement du composant devient donc nécessaire.

Le même problème se pose pour le câblage. Si par habitude on néglige l'impédance d'un conducteur quelconque, en haute fréquence il se comporte de façon inductive. Il faudra également tenir compte de ce phénomène et le quantifier pour s'approcher de la réalité des choses.

Quant aux composants passifs, ils sont modélisés à partir d'éléments R, L et C idéaux et linéaires afin de tenir compte de leurs imperfections.

Dans tout ce qui suit, nous verrons successivement le cas des composants actifs, tels que la diode et le transistor MOSFET, puis celui des composants passifs, à savoir le condensateur, l'inductance et la résistance, et enfin les diaphonies provenant de la topologie du convertisseur.

3.3.1.1- La diode

Il est évident que la diode n'est pas un élément électrique parfait. Son blocage, comme son amorçage, ne se fait pas lorsque le courant qui la traverse passe par zéro. Lors du blocage, la remontée de la tension n'est pas instantanée. Il faut connaître le comportement interne réel de la diode pour pouvoir en établir un modèle qui puisse décrire le mouvement des charges aussi bien lors des commutations que de la conduction. Pour ce faire, il faut tenir compte de quatre paramètres importants :

le courant de recouvrement I_{RRM} ,

la remontée du courant dans la diode lors du blocage,

la remontée de la tension lors du blocage,

la surtension lors de l'amorçage.

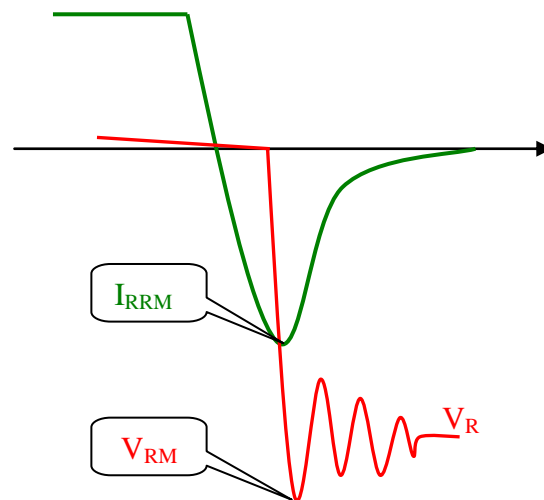


Fig. 3-14 : Courant et tension d'une diode lors de son blocage

Lorsqu'on polarise en inverse une diode en état de conduction, elle ne se bloque pas instantanément. En effet, elle conduit d'abord en sens inverse puis retrouve progressivement son pouvoir de coupure. Cet état sera atteint lorsque toutes les charges stockées sont évacuées. Il existe plusieurs modèles de diode établis par des chercheurs de différents laboratoires. Le plus simple, très rudimentaire en soi, est celui de la résistance binaire qui ne peut décrire qu'un comportement statique, Fig.3-15.

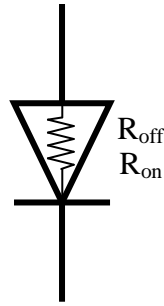


Fig. 3-15 : Modèle binaire d'une diode

La résistance de la diode lorsqu'elle est passante est très faible et égale à R_{on} . A contrario lorsqu'elle est bloquée, cette résistance est très grande et égale à R_{off} . Ce modèle est nettement insuffisant, voire obsolète, pour décrire le comportement dynamique de la diode. L'établissement d'un tel modèle est basé sur l'étude de l'écoulement des charges lorsque la diode conduit et le stockage des charges lorsqu'elle la diode est bloquée.

La Fig.3-16 présente un modèle élaboré au Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielles (LEEI) de l'INPToulouse [9, 10].

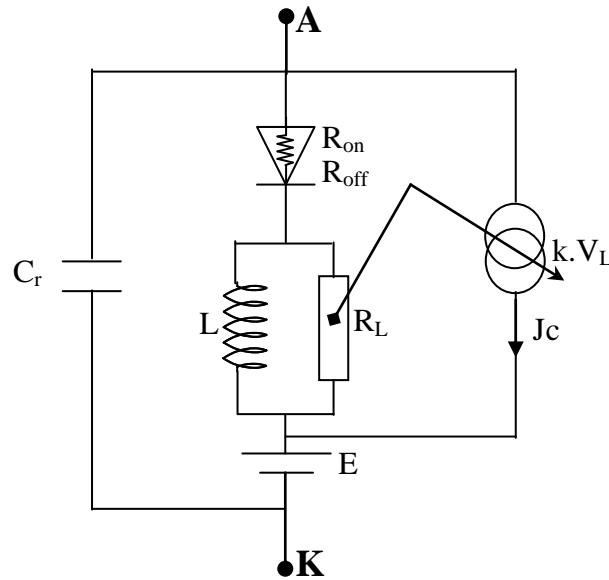


Fig. 3-16 : Modèle dynamique de diode

C_r : capacité inverse, représente le recouvrement des charges stockées lors du blocage.

R_{on}, R_{off} : résistance binaire de la diode.

L, R_L : éléments de contrôle de la source de courant liée J_C .

E : seuil de tension de la diode.

J_C : source de courant liée représentant l'écoulement des charges; elle dépend du courant circulant dans la résistance binaire.

Il est important qu'un tel modèle puisse représenter le recouvrement du courant et sa remontée lors du blocage de la diode. Ceci est obtenu grâce à la source de courant liée J_C , contrôlée par le gradient du courant passant dans la diode. Nous faisons remarquer que l'amorçage d'une diode se fait lorsque la différence de potentiel à ses bornes passe par zéro avec une pente positive. Cette phase n'est pas source de perturbations de quelque nature que ce soit. Ce n'est pas le cas de son blocage qui s'accompagne d'oscillations de courant et de tension avec des gradients très importants.

3.3.1.2- Le transistor MOSFET

Le transistor MOSFET est un tripôle ou interrupteur à fermeture et ouverture commandées par une tension.

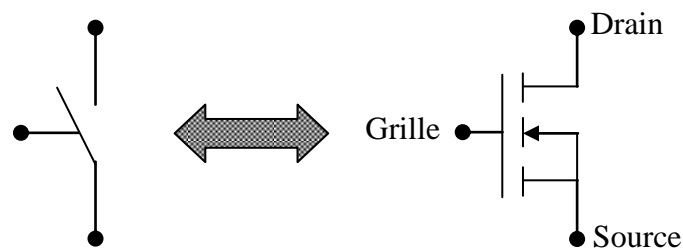


Fig. 3-17 : Transistor MOSFET à canal P

Le modèle doit décrire aussi fidèlement que possible le comportement dynamique du transistor lors de ses deux commutations : l'amorçage et le blocage. La figure 3-18 présente un modèle dynamique du transistor MOSFET [9, 10].

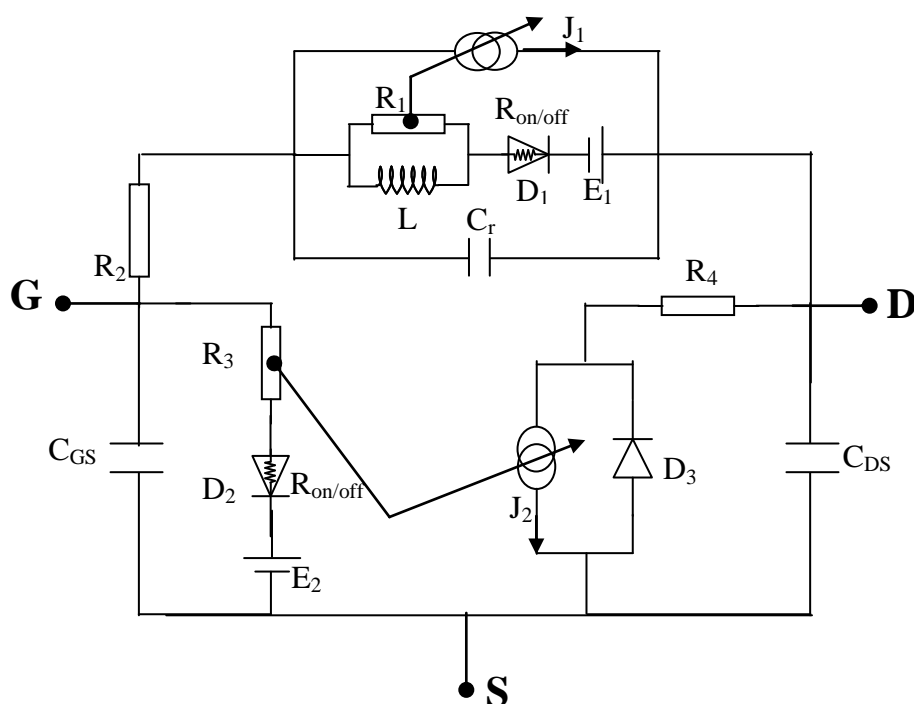


Fig. 3-18 : Schéma équivalent d'un modèle de transistor MOSFET

C_{GS} : capacité inter-électrodes grille-source,

C_{DS} : capacité inter-électrodes drain-source,

$D_2 R_{on/off}$: représente le passage de l'état bloqué à l'état passant du MOSFET,

D_3 : diode représentant le changement de pente dI_{DS}/dV_{DS} , lié au changement de zone de fonctionnement du MOSFET de sa zone résistive à sa zone saturée.

Ce modèle est établi d'après la structure du composant comme la longueur du canal, l'épaisseur du substrat et des comportements du matériau le constituant.

3.3.1.3- La résistance

Il existe trois technologies de fabrication des résistances, ce sont les technologies carbone, film métallique et les résistances bobinées. Une résistance peut être modélisée selon le schéma suivant, Fig.3-19 :

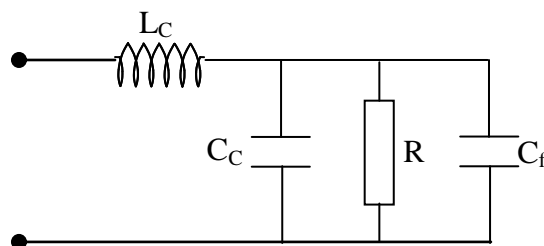


Fig. 3-19 : Modèle d'une résistance

L_C : inductance des connexions,

C_C : capacité des connexions,

R : résistance nominale,

C_f : capacité de fuites.

Dans ce modèle, les connexions sont schématisées par des circuits équivalents à paramètres localisés du type Γ inverse [11]. Ainsi, nous pouvons faire composer les capacités de connexions et de fuites, ce qui conduit au modèle simplifié suivant, Fig.3-20.

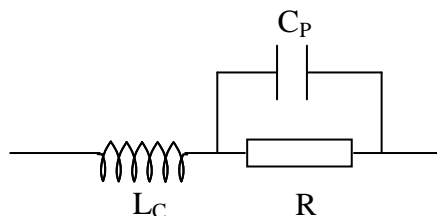


Fig. 3-20 : Modèle simplifié d'une résistance

C_P : capacité parasite (fuites et connexions).

En fonction de la fréquence, ce modèle se comporte successivement en résistance, puis en capacité, puis en inductance.

Il y a lieu de noter que les résistances bobinées présentent, de par leur configuration propre, une inductance parasite élevée, ce qui est assez gênant lorsqu'elle est utilisée dans des circuits où existent des gradients de courant importants comme c'est le cas des convertisseurs statiques.

3.3.1.4- L'inductance

En électricité en général, et en électronique de puissance en particulier, lorsqu'on veut réaliser une inductance de grande valeur avec le minimum d'encombrement, on utilise un noyau magnétique. Ceci a pour effet d'augmenter la résistance série, la capacité parasite et de réduire la valeur intrinsèque de l'inductance en cas de saturation. En électronique de puissance, le problème de saturation des inductances est crucial à cause de l'importance des intensités de courant en jeu et, surtout, de leur gradients. Par ailleurs, lorsque l'inductance est utilisée dans un filtre, ce phénomène peut produire des harmoniques supplémentaires, ce qui est exactement l'opposé au rôle affecté à cette inductance [12]. Alors, pour pallier à cet inconvénient, on opte souvent pour des inductances à air, parfois au détriment de l'encombrement. Cependant cela donne une capacité inter-spices relativement importante.

On peut représenter alors une inductance par le modèle suivant :

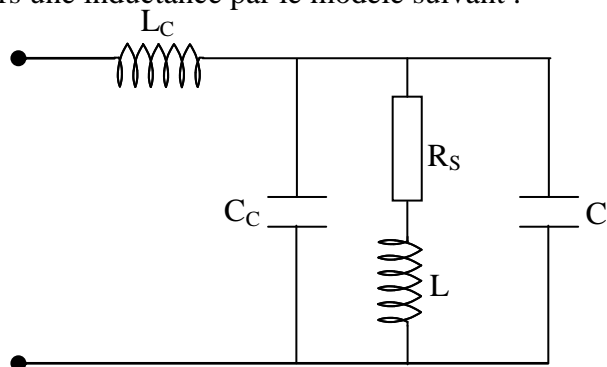


Fig. 3-21 : Modèle d'une inductance

L_C : inductance des connexions,

C_C : capacité des connexions,

R_S : résistance série représentant les pertes actives qui peuvent apparaître à cause de l'effet Joule, l'effet de peau, les courants de Foucault et l'hystérésis,

L : inductance nominale,

C_i : capacité inter-spices de l'enroulement.

Généralement, la capacité des connexions C_C est négligeable devant la capacité inter-spices C_i . Ce qui permet d'établir un modèle simplifié, Fig. 3-22.

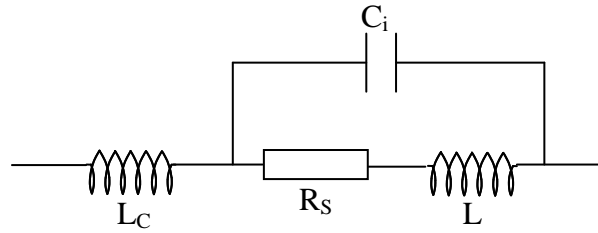


Fig. 3-22 : Modèle simplifié d'une inductance

Ce modèle se comporte, en fonction de la fréquence, successivement en résistance, en inductance et, enfin, en capacité.

3.3.1.5- Le condensateur

La fonction principale d'un condensateur est de court-circuiter un signal ou une tension électrique, c'est à dire qu'il constitue ou fait partie d'un filtre fonctionnant sur une bande de fréquence déterminée. Différents types de condensateurs existent, à savoir le condensateur électrochimique, le condensateur tantale, le condensateur céramique, etc... Selon le type, un condensateur peut avoir des valeurs de capacité importantes ou non, peut se comporter d'une façon plus ou moins bonne selon la fréquence de service [12]. Citons le cas des condensateurs électrochimiques qui s'écartent de leur valeur nominale même aux fréquences basses, contrairement aux condensateurs céramiques qui se comportent convenablement jusqu'à quelques dizaines de MHz [11].

La Fig.3-23 montre les variations des capacités de condensateurs de différentes technologies en fonction de la fréquence. Celles-ci sont plus ou moins significatives, surtout pour les condensateurs de faible valeur et aux hautes fréquences.

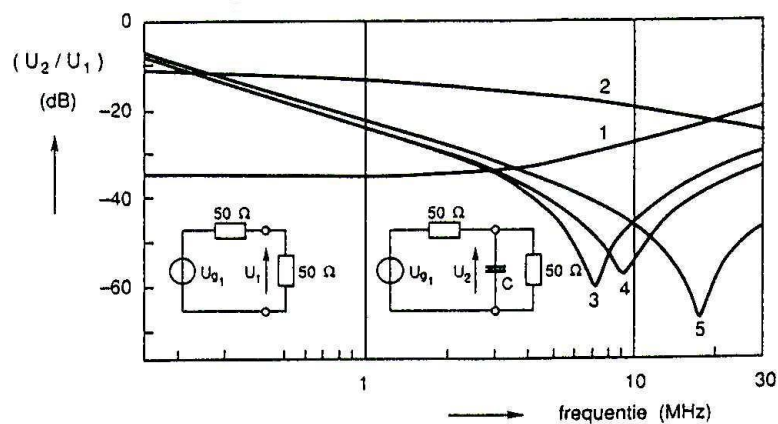


Fig. 3-23 : Variation de la capacité d'un condensateur en fonction de la fréquence

1 : condensateur en aluminium, 2 : condensateur en tantale, 3 : condensateur film métallique, 4 : condensateur en céramique, 5 : condensateur en céramique (CMS).

Ces variations de capacité peuvent être représentées par un schéma électrique constitué d'éléments de base parfaits, Fig.3-24.

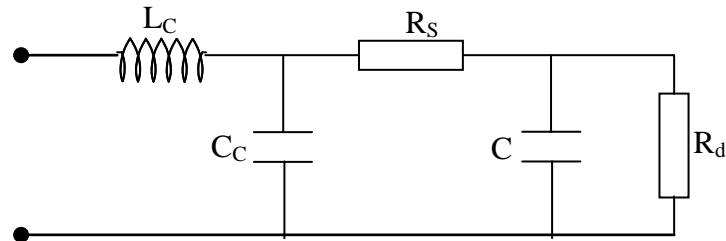


Fig. 3-24 : Modèle du condensateur

L_C : inductance série des connexions,

C_C : capacité des connexions,

R_S : résistance série équivalente des armatures et des connexions,

C : capacité nominale du condensateur,

R_d : résistance de fuites diélectriques.

En prenant en considération le fait que la capacité de connexion C_C est faible devant la capacité nominale C , et que la résistance de fuite R_d est très grande devant R_S , nous obtenons un modèle simplifié du condensateur assez simple à utiliser, Fig.3-25.

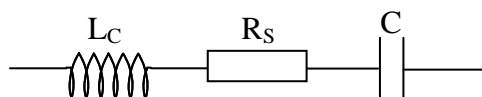


Fig. 3-25 : Modèle simplifié du condensateur

Dans ce modèle, la résistance R_S constitue l'ensemble des résistances des pattes de connexion et du diélectrique. Les condensateurs électrochimiques possèdent une forte résistance série R_S , contrairement aux condensateurs céramiques.

3.3.1.6- Effets de la topologie du convertisseur

La topologie a-t-elle une part d'action sur le comportement du hacheur ? Nous sommes tentés de le dire puisqu'il existe des diaphonies capacitives et inductives comme nous l'avons vu au chapitre 1. Voyons dans ce qui suit comment cela se présente.

3.3.1.7- 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 [8, 14, 15, 16, 17].

Un conducteur, soumis à un potentiel variable par rapport à la terre ou au châssis, est parcouru par un courant de déplacement vers la terre ou le châssis de l'équipement. Ce courant est un courant de mode commun. Le phénomène est modélisable par une capacité entre le conducteur et le potentiel fixe (Fig.3-26), dont la valeur dépend des caractéristiques géométriques du conducteur (fil rond ou piste de circuit imprimé) et de sa topologie par rapport au potentiel de référence.

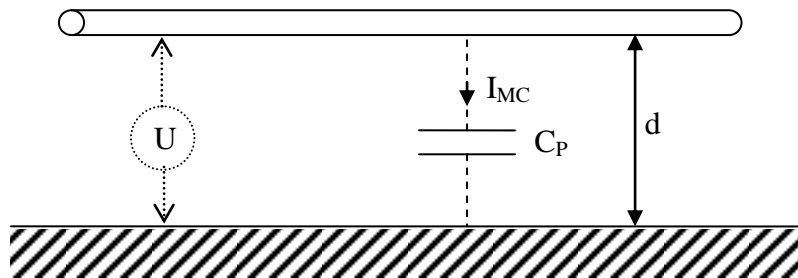


Fig. 3-26 : Courant de mode commun

$$C_P = \frac{2\pi\epsilon_0}{\ln\left(\frac{2L}{d}\right) - 0.55} \quad [\text{F/m}] \quad (3.2)$$

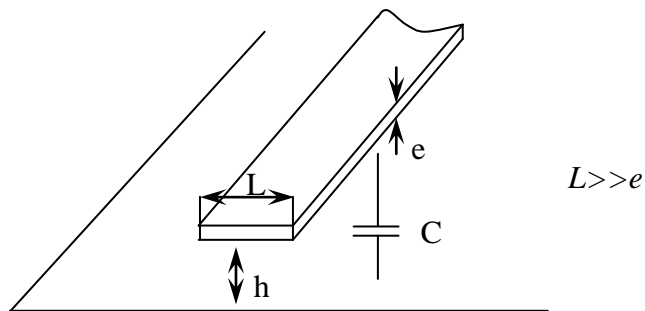
Il est possible d'établir les expressions analytiques de cette capacité dans quelques cas bien identifiés. Dans le cas des conducteurs rectangulaires, nous utiliserons les résultats de la théorie des lignes à micro-ruban [9]. Les relations sont données par unité de longueur.

1^{er} Cas :

Piste de circuit imprimé au-dessus d'un plan de masse : deux cas sont à distinguer selon le rapport de la largeur L sur la hauteur h de la piste au-dessus du plan de masse [18] :

$$L/h \leq 1 \Rightarrow C = \frac{2\pi \cdot \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln\left(\frac{8h}{L} + \frac{L}{4h}\right)} \quad [\text{F/m}] \quad (3.3)$$

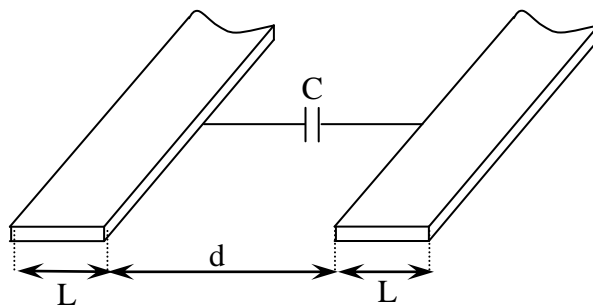
$$L/h \geq 1 \Rightarrow C = \epsilon_0 \epsilon_r \cdot \left(\frac{L}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln\left(\frac{L}{h} + 1,444\right)\right) \quad [\text{F/m}] \quad (3.4)$$



2^{me} Cas :

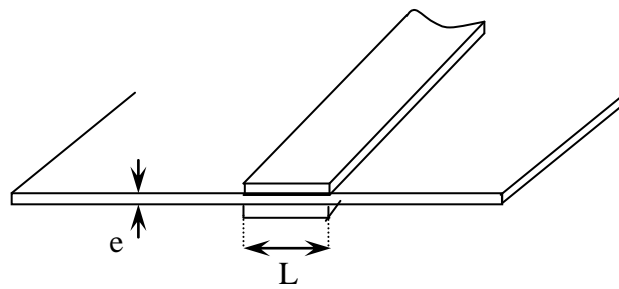
Pistes coplanaires de circuit imprimé, de largeur L, séparées par une distance d sans plan de masse.

$$C = \frac{\pi \cdot \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln\left(\frac{\pi \cdot d}{L}\right)} \quad \text{pour } d \geq L \quad [\text{F/m}] \quad (3.5)$$



3^{me} Cas :

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



$$C = \varepsilon_0 \varepsilon_r \cdot \frac{L}{e} \quad \text{pour } L \gg e \quad [\text{F/m}] \quad (3.6)$$

3.3.1.8- Couplages capacitifs dus aux composants actifs

Les composants actifs, diode et transistor, source de pertes, sont généralement montés isolés sur un dissipateur thermique, lui même relié au châssis et éventuellement à la terre. Ces composants sont soumis à des potentiels variables et présentent une capacité vis à vis du châssis, contribuant ainsi à la circulation de courants parasites de mode commun [19, 20, 21, 22].

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.

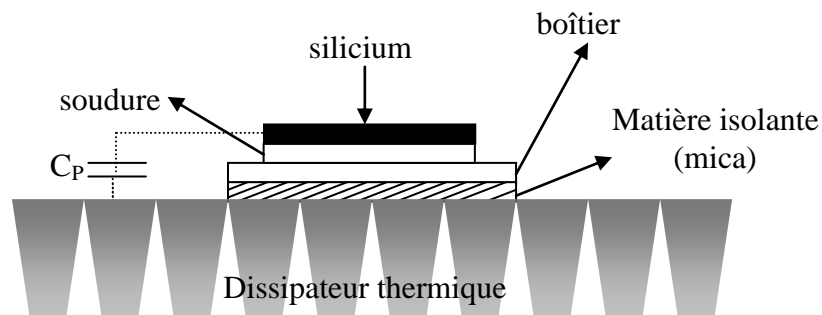


Fig.3-27 : Capacité parasite d'un interrupteur

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

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

Dans le cas des transistors d'une technologie donnée, 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.

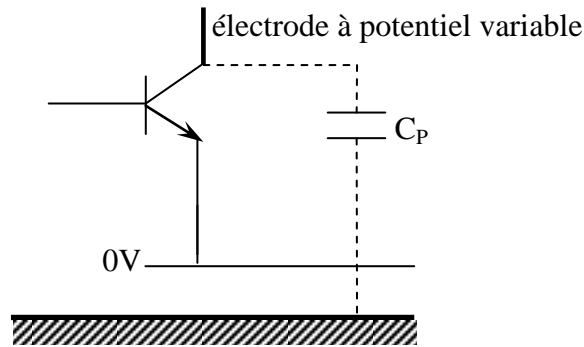


Fig. 3-28 : Schéma équivalent de couplage

Le cas des diodes est différent, notamment pour les composants de haute tension (supérieure à 400V) qui présentent une couche de blocage épaisse et une capacité de transition de même ordre de grandeur que celle du 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 $C_p = C_2$.

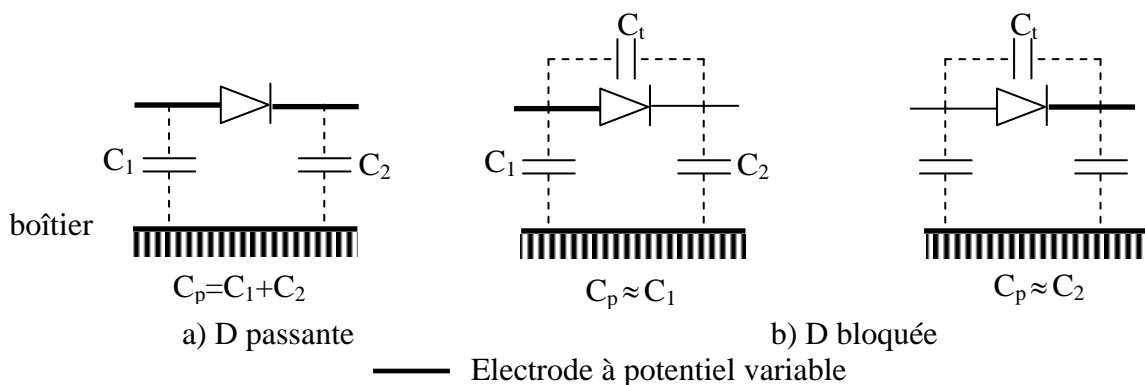


Fig. 3-29 : Capacité parasite selon l'état électrique de la diode

3.3.1.9- Couplages inductifs dus aux composants de câblage

Le câblage réalise l'interconnexion des divers composants actifs et passifs et les liaisons en entrée et en sortie du convertisseur. Il est constitué de câbles cylindriques et de pistes de circuits imprimés. Une liaison est modélisée par une résistance r et une inductance l . Si la valeur de r est facilement calculable en considérant sa longueur et sa section, celle de l dépend fortement de sa topologie et elle n'est calculable que pour quelques cas simples. Dans

les autres cas, il faut recourir à un logiciel de CAO par éléments finis tridimensionnel en introduisant la topologie exacte du câblage.

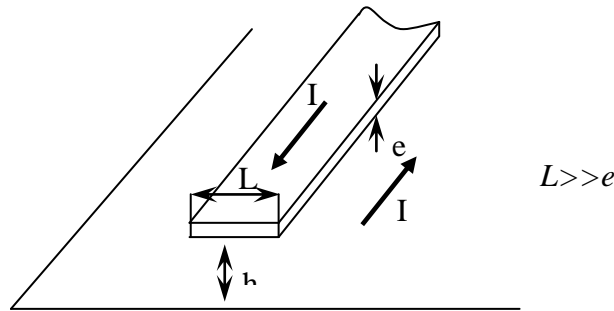
Les valeurs proposées concernant les configurations de circuit imprimé sont issues de la théorie des lignes micro-ruban et supposent une propagation en mode transverse électromagnétique, c'est à dire que les champs E et H sont orthogonaux et se propagent en phase dans le sens de la ligne.

1^{er} Cas :

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

$$L/h \leq 1 \Rightarrow l = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \ln\left(\frac{8h}{L} + \frac{L}{4h}\right) \quad [\text{H/m}] \quad (3.7)$$

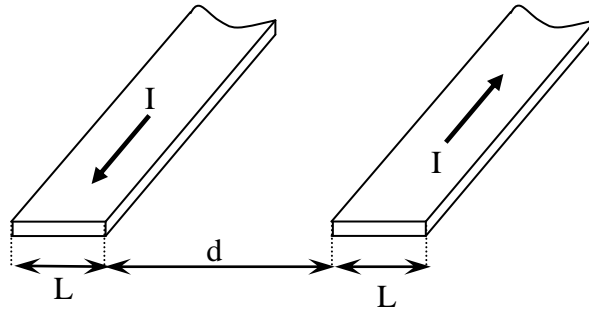
$$L/h \geq 1 \Rightarrow l = \frac{\mu_0}{\frac{L}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \ln\left(\frac{L}{h} + 1,444\right)} \quad [\text{H/m}] \quad (3.8)$$



2^{me} Cas :

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

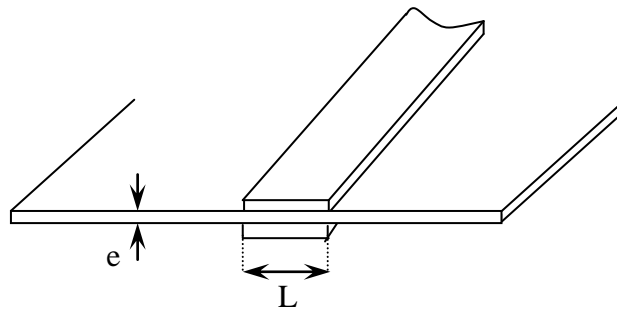
$$l = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \ln\left(\frac{\pi \cdot d}{L}\right) \quad \text{pour } d \geq L \quad [\text{H/m}] \quad (3.9)$$



3^{me} Cas :

Pistes de largeur L séparées d'une distance e (cas des circuits imprimés double faces par exemple), parcourue par le courant :

$$l = \mu_0 \cdot \frac{e}{L} \text{ pour } L \gg e \quad [\text{H/m}] \quad (3.10)$$



3.3.2- Simulation

La simulation constitue actuellement une étape importante dans la conception des convertisseurs de l'électronique de puissance. La manière de faire qui consistait à réaliser un prototype puis remédier aux éventuels défauts après tests, est révolue. Grâce à l'intégration de la simulation dans la conception, le prototype ne sert qu'à effectuer les tests de conformité aux normes en vigueur. Plusieurs outils de simulation ont été développés, les uns plus performants que d'autres, selon les besoins et la précision recherchée [10, 23, 24, 25].

Dans nos travaux, la simulation du fonctionnement du convertisseur s'effectue sur la base d'un modèle établi, un modèle "circuit-couplage". La partie "circuit" décrit finement le fonctionnement électrique; elle doit représenter les modèles des éléments constituant le hacheur, modèles décrivant leur comportement physique. La partie "couplage" tient compte des différents couplages existants dans le convertisseur. Elle fait ressortir les imperfections de couplage et de câblage; ce sont des effets conséquents à la topologie adoptée du hacheur. Ce modèle sera élaboré étape par étape en tenant compte successivement des paramètres et

phénomènes existants [26]. Pour cela, nous remplacerons les éléments électriques du convertisseur par leurs modèles électromagnétiques. Nous tiendrons compte également des couplages existants. Ce phénomène est de nature répartie; cependant nous pouvons insister sur certains points qui ont une influence plus importante que d'autres. Il nous est possible d'établir ainsi un schéma représentatif des couplages en utilisant des éléments localisés capacitifs et inductifs.

Notre travail de simulation est basé sur un couplage de deux logiciels : PSpice et Matlab. Le premier est un membre de la famille des simulateurs de circuits Spice qui dérivent du simulateur Spice2, développé à l'Université de Californie au milieu des années 70. Ce dernier est issu du programme initial Spice, lui-même provenant d'un autre simulateur appelé "Cancer" développé au début des années 70. Pspice de Microsim Corporation, est l'un des nombreux dérivés commerciaux de Spice de l'Université de Berkeley pour la simulation des circuits analogiques, [26, 27]. Matlab est un logiciel interactif de calcul numérique et de visualisation graphique destiné aux ingénieurs et scientifiques. Il possède un langage de programmation puissant et simple d'utilisation.

Le hacheur d'étude est représenté à la Fig.3-30. il est dimensionné pour avoir comme paramètres nominaux de fonctionnement : 100V, 10A, 100kHz et un rapport cyclique variable.

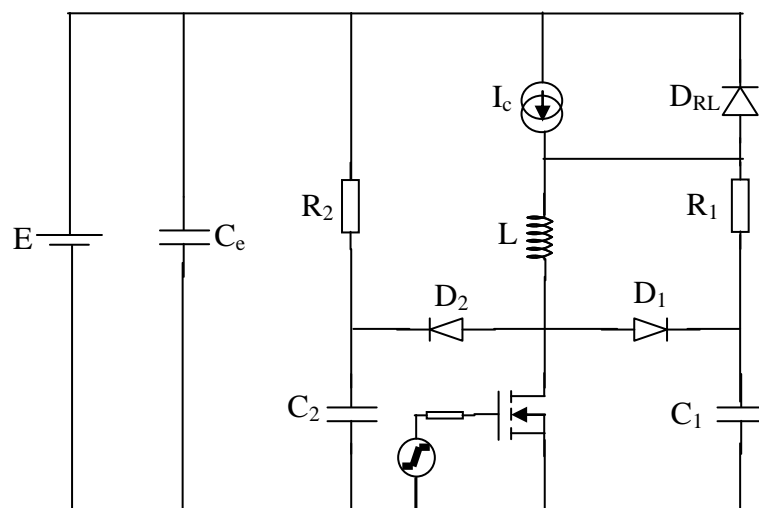


Fig. 3-30 : Schéma du hacheur à commutation forcée

1^{ère} étape : «prise en compte des éléments actifs»

Le transistor MOS de puissance est un IRF250, la diode de roue libre est du type BYT30PI400. Le schéma de simulation est représenté à la Fig.3-30. La charge étant parcourue par un courant continu, elle sera remplacée dans le schéma de simulation par une source de courant continu constant dont l'intensité I_C sera égale à celle du courant absorbé par la charge.

Dans cette étape, seuls les modèles des composants actifs sont pris en compte. Ce sont ceux du logiciel de simulation PSpice. Tous les autres composants constitutifs du hacheur sont considérés comme parfaits.

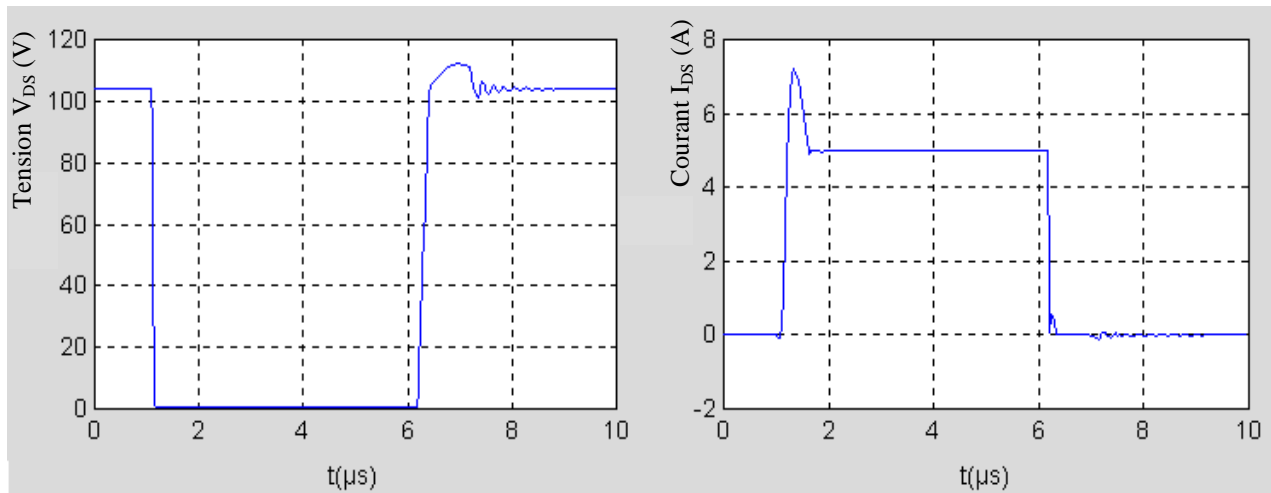


Fig. 3-31 : Tension V_{DS} et courant I_{DS} dans le transistor pour la première étape

La tension V_{DS} et le courant I_{DS} issus de la simulation sont présentés par la Fig.3-32. Nous remarquons que la tension V_{DS} aux bornes du transistor présente une légère surtension de 10% environ au blocage accompagnée d'oscillations relativement faibles. Le courant I_{DS} lui, présente une surintensité à la fermeture non négligeable, de l'ordre de 40%, et presque pas d'ondulations. N'étaient la surtension et la surintensité, on pourrait affirmer sans risque d'erreurs, que ces signaux sont parfaits et que la commutation du transistor est idéale. Mais il est évident que ces signaux ne reflètent en aucune façon la réalité électromagnétique du fonctionnement du hacheur. Ses constituants sont jusqu'à maintenant, supposés parfaits. En réalité, ces commutations "idéales" sont polluées par des oscillations dues à la structure interne des composants de puissance et aux divers composants parasites présents dans le convertisseur dans sa globalité. Nous montrerons l'existence des oscillations dans ce qui suit.

2^{ème} étape : «prise en compte des éléments passifs»

Nous aborderons les éléments parasites dus aux imperfections des éléments passifs du convertisseur. Nous les remplacerons par leurs modèles respectifs puis nous verrons, par simulation, quelle serait leur influence sur les signaux présents dans le convertisseur. Les mesures à l'aide d'un impédancemètre HP 4284A ont donné les valeurs des constituants des modèles au tableau 3-1.

Éléments passifs	Valeur calculée	Paramètres mesurés du modèle
L	1,224 μ H	R = 30,9922 m Ω L = 1,2245 μ H C = 32,7336 pF
C _e	10 μ F	R = 2,45919 m Ω L = 172,725 nH C = 9,8747 μ F
C ₁	10nF	R = 17,78 m Ω L = 132,291 nH C = 9,17127 nF
C ₂	141nF	R = 4,88450 m Ω L = 223,196 nH C = 134,939 nF
R ₁	15 Ω	R = 17,4975 Ω L = 895,463 nH C = 878,265 pF
R ₂	47 Ω	R = 51 Ω L = 3,5151 μ H C = 399,572 pF

Tab.3-1 : Valeurs des éléments des modèles des composants électriques

En remplaçant les composants électriques du hacheur par leurs modèles, nous obtenons le schéma modifié de ce hacheur comme présenté à la Fig. 3-32.

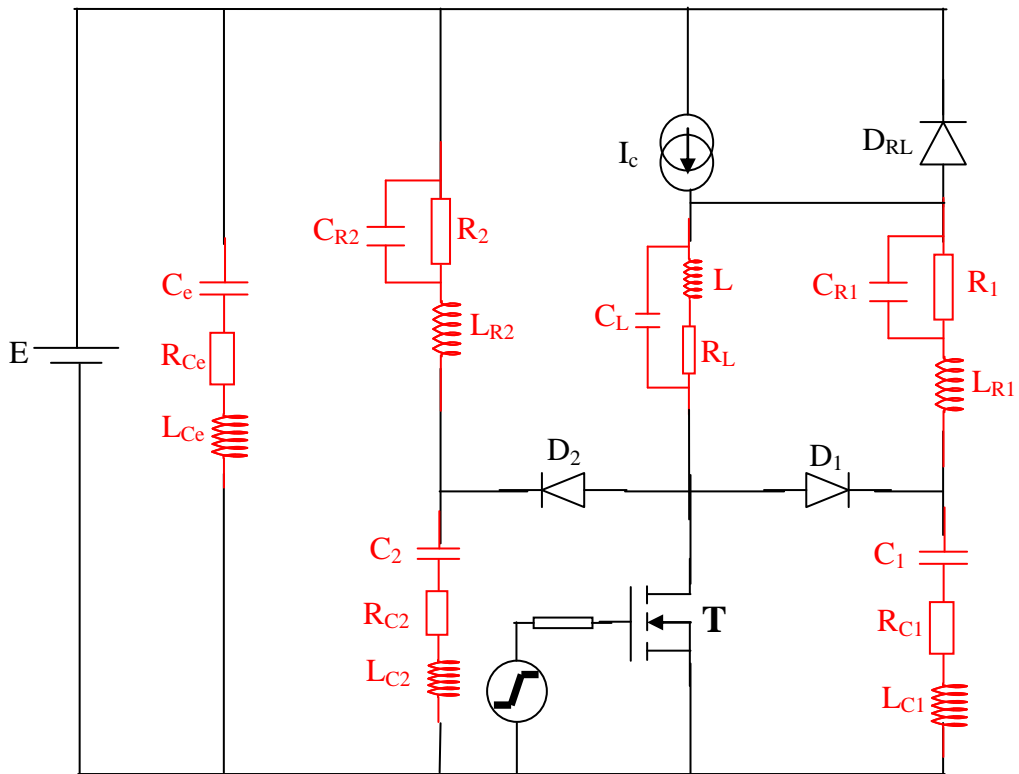


Fig.3-32 : Adaptation des imperfections des composants passifs

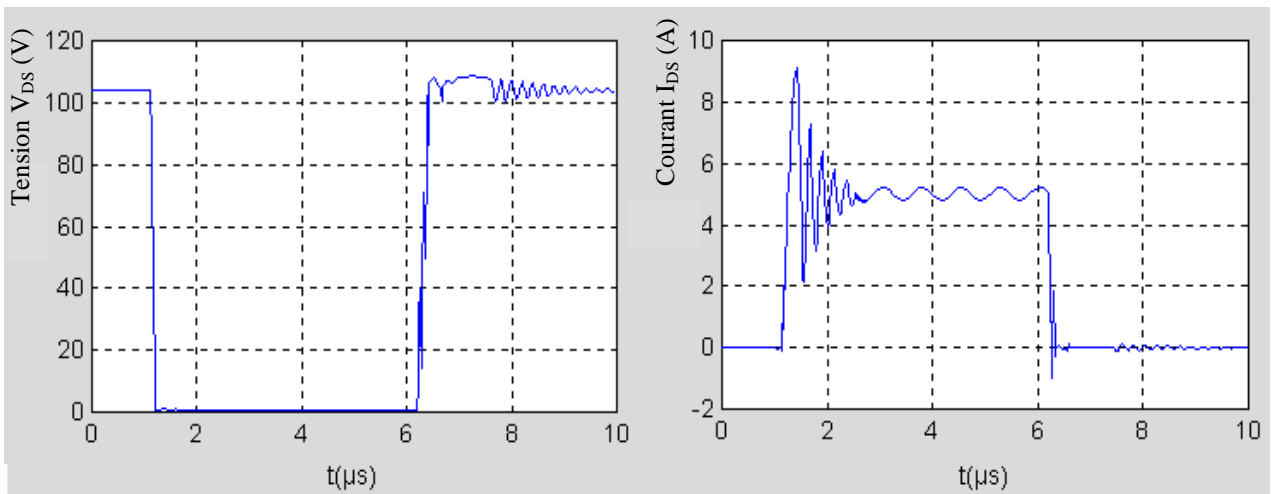


Fig. 3-33 : Tension V_{DS} et courant I_{DS} dans le transistor pour la deuxième étape

Nous avons remplacé les éléments passifs par leurs modèles respectifs. Les nouveaux signaux V_{DS} et I_{DS} issus de la simulation pour cette étape sont donnés par la Fig. 3-33.

Nous remarquons, qu'en ce qui concerne la tension, la surtension a légèrement diminué, mais les ondulations ont augmenté tant en amplitude qu'en fréquence. Leur atténuation a nettement décré. Pour le courant, la surintensité a nettement augmenté, de 40% à 80%, c'est-à-dire du simple au double. Les ondulations sont présentes maintenant; elles s'affirment tant par leur amplitude que par leur fréquence et leur atténuation est faible et leur durée dépasse celle de conduction du transistor. Nous remarquons aussi un léger courant inverse lors de l'ouverture

de celui-ci. L'introduction de nouveaux éléments parasites a donc causé plusieurs résonances dans les différentes mailles qui se manifestent par des ondulations plus ou moins atténuées de la tension V_{DS} et du courant I_{DS} .

3^{ème} étape : «prise en compte de la topologie»

La représentation de la topologie repose sur la détermination des valeurs des capacités de couplages et des inductances de câblages. Les résultats sont représentés au tableau 3-2 :

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

Tab.3-2 : valeurs des capacités et inductances parasites

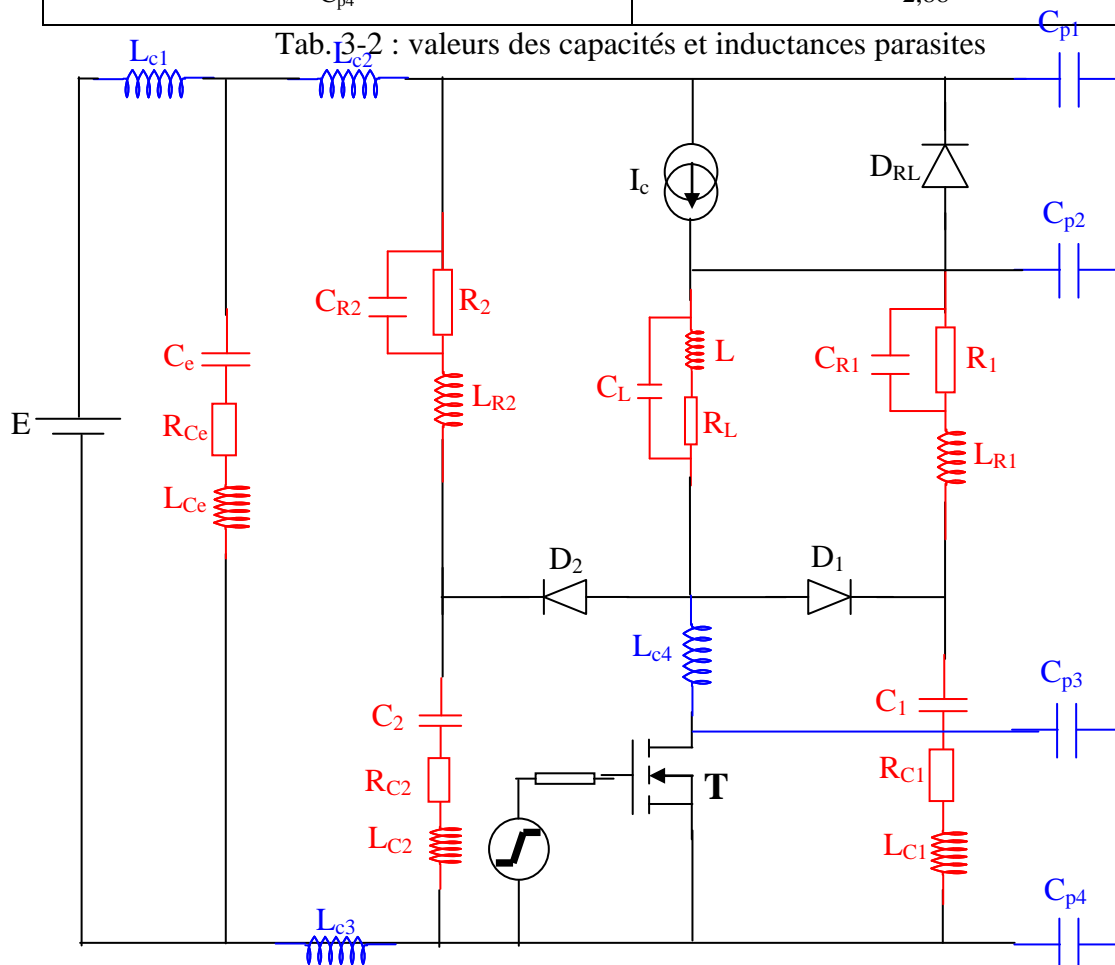


Fig. 3-34 : Insertion des éléments de couplage par diaphonie

En introduisant les capacités de couplage et les inductances de câblage, nous obtenons le schéma modifié mais complet du hacheur, Fig. 3-34.

A cause de l'importance relative de leurs valeurs, nous avons retenu seulement trois inductances de connexion : L_{C1} , L_{C1} et L_{C3} . L'inductance L_{C1} en série dans la ligne d'alimentation simule le câble d'alimentation de 1m de longueur environ et celle de la maille principale est équirépartie sur les lignes d'alimentation positive et négative, ceci afin de tenir compte des comportements de ses conducteurs soumis à un gradient de courant ou de potentiel. Parmi les inductances dues aux diaphonies inductives, seule L_{C4} a été retenue à cause de son emplacement dans le convertisseur. En effet, elle est reliée au seul point chaud intéressant, c'est à dire le drain du transistor. Les inductances des pistes du circuit imprimé ont des valeurs très faibles, de l'ordre de 650nH/m, elles ne sont donc pas prises en compte.

Quant aux capacités parasites, nous tiendrons compte seulement du couplage dû aux boîtiers des semi-conducteurs; les câbles d'alimentation présentent un couplage négligeable car la variation de leur potentiel reste faible. Nous avons pris en considération C_{P1} et C_{P2} qui sont liées à la diode de roue libre, et C_{P3} et C_{P4} qui sont liées au transistor. Ces quatre capacités doivent leur existence au couplage qui existe entre le radiateur et le boîtier des semi-conducteurs. Les capacités parasites provenant de la diaphonie entre les pistes de la carte de circuit imprimé et le radiateur sont de l'ordre de 0,25 pF, ce qui est assez faible comme valeur; elles sont donc négligées. Les signaux obtenus à l'issue de cette ultime étape sont présentés à la Fig. 3-35.

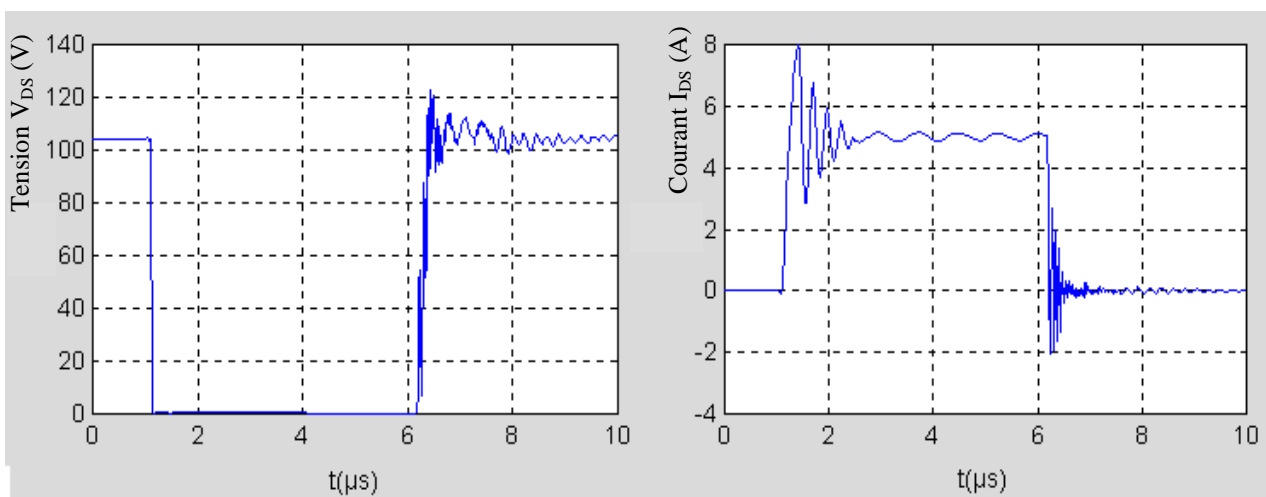


Fig. 3-35 : Tension V_{DS} et courant I_{DS} dans le transistor pour la troisième étape

Il est clair que l'introduction des éléments parasites dus à la topologie et aux diaphonies modifie de façon notable les formes de la tension V_{DS} et du courant I_{DS} . Pour la tension, avec

également l'existence de la surtension, sa valeur est plus importante avec un pic de 20%. Les ondulations sont aussi plus importantes en amplitude et en fréquence, leur atténuation est relativement faible.

Pour le courant I_{DS} , nous avons une légère diminution de la surintensité à l'amorçage du transistor, ceci est une conséquence de l'introduction de l'inductance L_{C4} . Les ondulations restent pratiquement inchangées. Par contre, lors de l'ouverture du transistor, nous avons un courant inverse plus important que lors de la précédente étape, avec des ondulations haute fréquence fortement atténuées.

Globalement, l'introduction des modèles des composants constituant le hacheur, les effets de la topologie, les diaphonies inductives et capacitives modifient fondamentalement la forme, supposée idéale, des signaux électriques présents dans le convertisseur. Ceci a été nettement mis en évidence lors des étapes précédentes de la simulation. Les surtensions et les surintensités, ainsi que les ondulations haute fréquence et leur atténuation, proviennent des interactions électriques et, ce qui est beaucoup moins évident, électromagnétiques existantes entre les différents éléments visibles dans le modèle du hacheur, Fig. 3-34, provoquant ainsi une espèce de résonance entre les différentes mailles du convertisseur.

Comparons maintenant les signaux simulés avec les signaux relevés, Fig. 3-36.

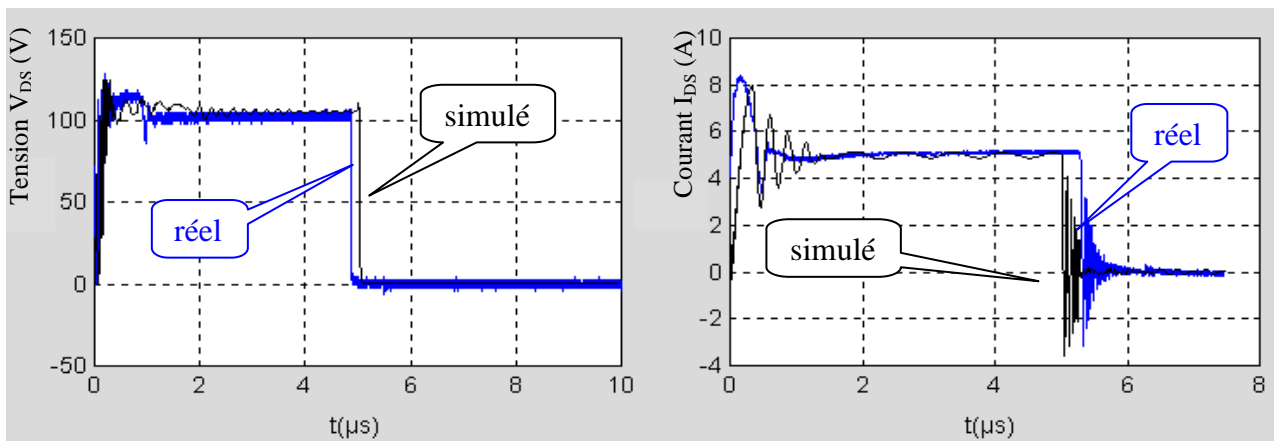


Fig. 3-36 : Tension V_{DS} et courant I_{DS} simulés et mesurés

Il existe une corrélation entre les deux, malgré une légère différence dans les ondulations présentes lors des commutations à l'ouverture pour la tension et à la fermeture pour le courant. Nous pouvons dire que la modélisation, tant dans l'approche que dans la méthodologie, est correcte. En effet, la modélisation adoptée a permis d'avoir une approche correcte du fonctionnement électromagnétique du hacheur. Les phénomènes

électromagnétiques, dus aux diaphonies et à la topologie, sont bien restitués. Evidemment, il est très difficile, voire utopique, de vouloir tenir compte de toutes les imperfections et de tous les couplages présents dans le hacheur. Nous en avons retenu les principaux, jugés vraiment efficaces.

Nous pouvons alors utiliser le modèle établi du hacheur pour étudier d'une manière détaillée son fonctionnement durant les commutations et, par delà, étudier la génération des perturbations électromagnétiques générées à ces instants de commutation.

3.4- ETUDE DES PERTURBATIONS ELECTROMAGNETIQUES

Nous avons vu que les perturbations électromagnétiques générées sont produites lors des commutations du transistor MOSFET. Leurs formes et leurs fréquences sont paramétrées par les conditions de charge et l'existence des imperfections des constituants du hacheur comme les composants actifs et passifs ainsi que les éléments de connexion, sans oublier les diaphonies existantes sous leurs deux formes capacitive et inductive. Pour comprendre l'effet de ces phénomènes sur la génération de ces perturbations, nous présentons ci-dessous les commutations en procédant à une analyse poussée des phénomènes mis en jeu et en mettant en évidence les contraintes électromagnétiques subies par le transistor de puissance.

3.4.1- Commutation à l'amorçage du transistor

L'amorçage, comme son nom l'indique, est caractérisé par l'établissement du courant I_{DS} dans le transistor après un ordre de commande positif. Au début, le courant I_{DS} croît de zéro jusqu'à la valeur fixée par les paramètres de charge. Cette évolution est accompagnée par des oscillations de fréquence assez élevée, très grande devant la fréquence de découpage. En même temps, la tension V_{DS} diminue, entraînant avec elle une diminution des charges des capacités structurelles des diodes D_1 et D_2 , valant respectivement 10pF et 20pF. Ceci provoque des oscillations de courant entre ces capacités et les inductances parasites des condensateurs L_{C1} de C_1 et L_{C2} de C_2 , Fig3-35. Ceci se termine avec la fermeture totale du transistor, c'est à dire lorsque la tension V_{DS} atteindra sa valeur minimale. Durant cette phase, il se produit un gradient de la tension V_{DS} assez important, induisant du même coup un courant de mode commun de la même importance, ce qui génère un champ électrique par diaphonie capacitive. L'inductance L_{C4} freine la transmission des courants en mode différentiel haute fréquence. Les mailles intervenant à cet instant, traversées par un courant pulsé produisent un faible champ magnétique.

La diode de roue libre, qui était passante, tend en même temps à se bloquer. Le courant I_{DRL} qui la traverse arrive à sa phase de recouvrement et présente des oscillations haute fréquence, Fig.3-37. Evidemment, la tension V_{DRL} subit les mêmes phénomènes, Fig.3-37. Ces oscillations sont imposées et conditionnées par les éléments qui se trouvent sur le chemin de passage du courant I_{DRL} , c'est à dire la diode de roue libre, plus précisément sa capacité interne C_{DRL} , et les inductances L , L_{C4} , L_{C3} , L_{Ce} et L_{C2} . La pulsation relative à cette étape est donnée par :

$$\omega_1^2 = \frac{1}{(L + L_{C4} + L_{C3} + L_{C2} + L_{Ce})C_{DRL}} \quad (3.11)$$

Le recouvrement de la diode se traduit par un courant oscillatoire important, ce qui génère un champ magnétique tout aussi important. En même temps, nous avons un courant de mode commun qui induit un fort champ électrique contrôlé, toutefois, par l'inductance L et le gradient V_{GS} de la tension de commande du transistor. En effet, ce dernier conditionne en même temps l'établissement du courant I_{DS} et l'annulation du courant I_{DRL} .

En parallèle, un courant de décharge du condensateur C_1 passe par R_1 et L , induisant une surintensité sur le courant I_{DS} , Fig.3-37. Cette dernière s'annulera lorsque la diode D_1 devient conductrice. La résistance R_1 contribue à amortir les oscillations du courant. Cette phase se termine avec le blocage de D_1 . Du fait de la faiblesse des oscillations, donc des gradients de courant et de tension, cette phase n'est pas très perturbatrice en champ rayonné.

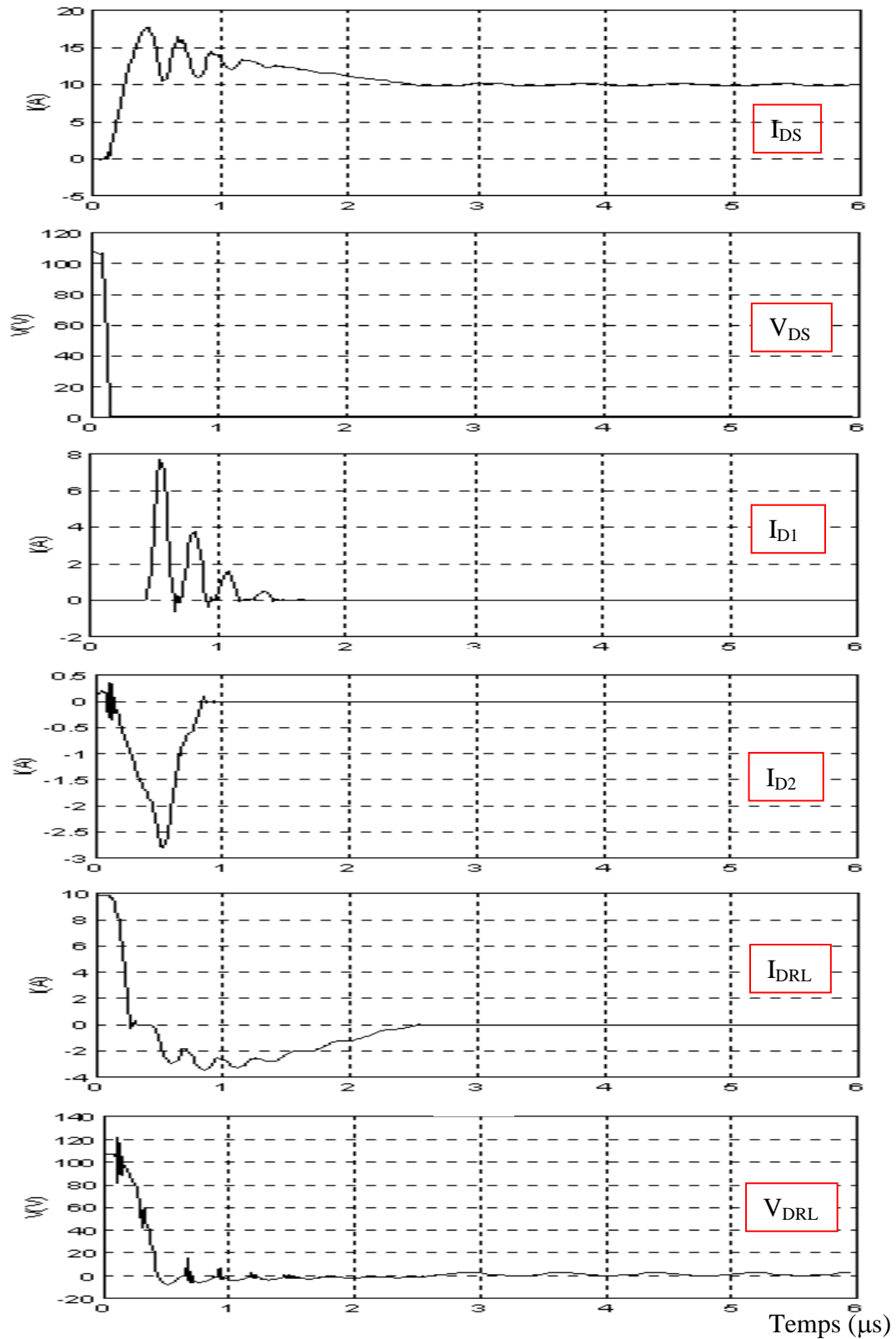


Fig. 3-37 : Courants et tensions lors de la phase d'amorçage du hacheur

3.4.2- Commutation au blocage du transistor

Pour bloquer le transistor, on lui injecte au niveau de sa grille une tension de commande V_{GS} négative. Il s'ensuit un courant oscillatoire circulant dans la maille formée par la diode D_1 qui devient conductrice, le condensateur C_1 , le transistor bien sûr, et enfin, l'inductance L_{C4} . Les oscillations de ce courant sont conditionnées en fréquence par les éléments constituant cette maille, et en amplitude par le gradient de la tension de commande V_{GS} . Les oscillations de V_{DS} et de I_{DS} produisent des champs magnétique et électrique relativement importants. Par la même occasion, nous avons une perturbation conduite en mode différentiel de faible niveau. La pulsation de résonance est donnée par :

$$\omega_2^2 = \frac{1}{(L_{C4} + L_{C1}) \frac{C_1 \cdot C_{DS}}{C_1 + C_{DS}}} \quad (3.12)$$

C_{DS} représente la capacité structurelle du transistor qui est de l'ordre de 500pF.

Le courant dans l'inductance L diminue, entraînant une surtension qui se superpose à V_{DS} qui était alors égale à la tension d'alimentation E . La diode de roue libre D_{RL} devient polarisée en direct et commence alors à conduire. Nous avons un courant naissant dans la diode D_2 et le condensateur C_1 . La pulsation relative à cette phase est :

$$\omega_3^2 = \frac{1}{\left[\left(\frac{L_{C1} \cdot L_{C2}}{L_{C1} + L_{C2}} \right) + L_{C4} \right] C_{DS}} \quad (3.13)$$

Dans cette étape, nous avons toujours l'intervention des circuits d'assistance. Les perturbations, tant rayonnées que conduites, sont maintenues dans un niveau comparable à ce qui existait auparavant.

En parallèle, le courant qui traversait le condensateur C_1 diminue jusqu'à ce que la diode D_1 se bloque. Le courant dans l'inductance L et le condensateur C_2 continue à décroître tandis que le courant dans la diode D_{RL} augmente avec la même pente. Les paramètres électriques du transistor V_{DS} et I_{DS} sont relativement constants, ce qui est peu perturbant pour l'environnement du convertisseur. La pulsation relative à cette étape est alors donnée par :

$$\omega_4^2 = \frac{1}{(L_{C4} + L_{C2}) \frac{C_2 \cdot C_{DS}}{C_2 + C_{DS}}} \quad (3.14)$$

Enfin, nous avons un courant qui passe dans la maille formée par le transistor, les inductances L , L_{C2} , L_{C3} et le condensateur C_e . Cette étape d'écrêtage se termine lorsque la tension V_{DS} sera égale à la tension E et la diode D_2 se bloque. Le courant dans le transistor étant nul, le champ

magnétique rayonné l'est aussi pratiquement. Cependant, le champ électrique rayonné est très important. La même remarque est faite pour les perturbations conduites.

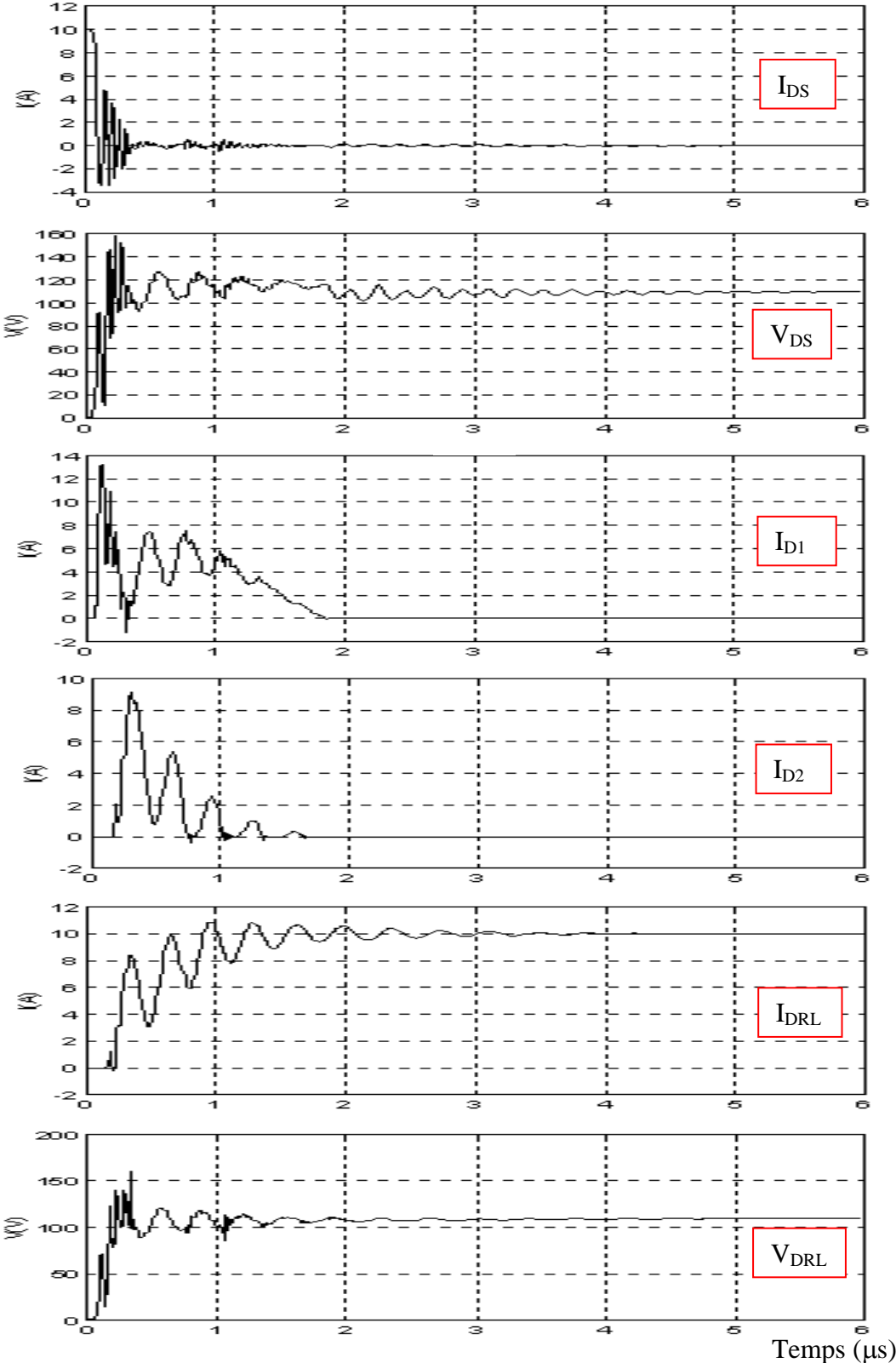


Fig. 3-38 : Courants et tensions lors de la phase de blocage du hacheur

3.5- CONCLUSION

Le hacheur à commutation forcée présente, lors des commutations de son élément principal, le transistor de puissance, des oscillations parasites haute fréquence assez importantes qui se superposent sur la tension et le courant liés au transistor. Ces oscillations sont des sources de perturbations électromagnétiques non moins importantes. Les circuits d'aide à la commutation ont pour rôle, comme leur nom l'indique clairement, d'assister le transistor dans ses phases de commutation; ils interviennent en contrôlant les contraintes électriques subies par le transistor lors de ces commutations. Ce qui se traduit par un amortissement des oscillations de la tension V_{DS} et le courant I_{DS} . Cependant, ils contribuent beaucoup dans la production des perturbations électromagnétiques rayonnées et conduites. En effet, leurs composants, plus exactement les éléments de leurs modèles respectifs, y tiennent un rôle non négligeable. Lorsqu'ils sont actifs, ils modifient le fonctionnement électromagnétique du convertisseur car ils sont soumis à d'importants gradients de courant et/ou de tension. Même inactifs, lorsque les circuits d'aide à la commutation sont en phase de réinitialisation, ils conservent une énergie résiduelle qui a une influence certaine sur les oscillations qui apparaissent lors des commutations du transistor de puissance qu'ils sont sensés accompagner à ces instants.

La capacité structurelle du transistor de puissance influence la qualité des perturbations produites. Une telle capacité de valeur relativement faible intervient négativement sur les oscillations qui voient alors leur fréquence augmenter. Ceci facilite énormément les couplages par diaphonie avec l'environnement immédiat. Plus clairement, si nous voulons diminuer les perturbations électromagnétiques produites par un convertisseur statique dont l'interrupteur principal est un transistor MOS, nous avons intérêt à en utiliser un qui ait une capacité structurelle qui soit la plus grande de sa catégorie.

L'implantation, dans le schéma originel du hacheur, des modèles de ses composants actifs et passifs, et des inductances et des capacités parasites d'origines diverses, clarifie les choses en mettant en évidence les causes des oscillations et, par conséquent, celles des perturbations électromagnétiques produites. En utilisant le schéma complet du convertisseur, nous avons pu étudier son fonctionnement sur les plans électrique et surtout électromagnétique. En effet, l'inductance L_{C4} , par exemple, freine l'évolution du courant I_{DS} dans le transistor mais génère, du même coup, à ses bornes un gradient de tension assez élevé. Durant les commutations de blocage du transistor, les inductances parasites L_{C1} , L_{C2} et L_{C4} et la capacité structurelle du transistor C_{DS} occasionnent des régimes oscillatoires élevés. Nous avons vu que l'essentiel

des couplages par diaphonie capacitive est dû aux boîtiers des semi-conducteurs de puissance, c'est-à-dire le transistor et la diode de roue libre.

Nous avons montré, qu'en mettant en évidence quelques éléments parasites " invisibles", nous pouvons comprendre les causes et la génération des perturbations électromagnétiques produites par le hacheur. Parmi ces éléments parasites, nous avons retenu les principaux, en valeur et en action, tant il est difficile, voire impossible, de tenir compte de toutes les imperfections qui puissent exister dans un convertisseur statique. Son modèle final et représentatif est un modèle à constantes localisées, suffisant pour opérer une simulation correcte et fidèle du fonctionnement réel du convertisseur. Ceci a permis d'étudier de façon assez précise les phases de commutation du transistor MOSFET, élément principal du hacheur, et d'expliquer les générations des perturbations électromagnétiques produites par le hacheur.

Les perturbations électromagnétiques conduites et rayonnées produites par le hacheur à commutation forcée, sont de forme impulsionnelle à valeur moyenne nulle. Cette caractéristique est due au fait que seule la partie variable des grandeurs électriques constitue la source de ces perturbations.

3.6- BIBLIOGRAPHIE

- 1- M. SEGUY, "Le label "Induction Plus"", RGE N°11, Décembre 1991, pp. 9-12.
- 2- B. LU, "Contribution à l'étude du rayonnement en champ électromagnétique proche des circuits en électronique de puissance", Thèse de Doctorat de l'ECLyon, Mai 1990.
- 3- M. KANDA, D. A. HILL, "A three loop-method for determining the radiations characteristics of an electrically small source", IEEE trans. On Electromagnetic compatibility, Vol. 3N, N°1, February 1992.
- 4- S. ISKRA, I. P. Mac FARLANE, "H-field sensor measurement errors in the near-field of a magnetic dipole", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. 31, N°3, pp. 306-311, Aug. 1989.
- 5- J. D. GAVENDA, "Near-field corrections to site attenuation", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. 36, N° 3, pp. 213-220, Aug. 1994.
- 6- L. HUMBERT, G. ROJAT, "Influence de la précision d'un modèle de liaison électrique dans la simulation des phénomènes électromagnétiques au sein des convertisseurs statiques", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.

- 7- J. L. SCHANEN, "Intégration de la CEM dans la conception de convertisseurs en électronique de puissance", Thèse de Doctorat INPGrenoble, Janvier 1994.
- 8- W. TEULINGS, "Prise en compte du câblage dans la conception et la simulation des convertisseurs de puissance, performances CEM", Thèse de Doctorat INPGrenoble, Avril 1992.
- 9- F. OMS, "Simulation numérique des convertisseurs statiques, prise en compte des modèles fins des composants dans le logiciel Script", Thèse de Doctorat de l'INPToulouse, Novembre 1990.
- 10- C. BATARD, "Interactions composants-circuits dans les onduleurs de tension, caractérisation-modélisation-simulation", Thèse de Doctorat INPToulouse, juillet 1992.
- 11- C. R. PAUL, "Introduction to electromagnetic compatibility", John Wiley and Sons 1992.
- 12- J. J. GOEDBLOED, "Electromagnetic Compatibility", Kluwer Techniek 1995, Prentice Hall.
- 13- E. LAVEUVE, J. P. KERADEC, F. LAPPAS, "Un obstacle à la montée en fréquence, les éléments bobinés", Electronique de Puissance du Futur, Toulouse Oct. 1990.
- 14- L. GERBAUD, C. LECHEVALIER, A. BOLOPIAN, J. BIGEON, "Modélisation et simulation à topologie variable des convertisseurs statiques et des entraînements électromécaniques", The European Physical Journal Applied Physics 2, pp. 235-251, 1998.
- 15- L. B. GRAVELLE, R. F. WILSON, "EMI/EMC in printed circuits boards, a literature review", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. 34, N° 2, pp. 109-116, May 1992.
- 16- G. DEVILLE, A. ZEDDAM, "Compatibilité électromagnétique et liaisons blindées", REE N°5, Nov. 1995, pp.43-49.
- 17- I. HOCHART, Y. NGUYEN, B. DEMOULIN, "Modélisation du couplage entre les pistes d'un circuit imprimé, application sur une maquette comportant des circuits logiques", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.
- 18- T. SHIMIZA, T. SHIOGA, "Characteristics of electric power transmission on high-frequency inverter having distributed constant line at load side", IEEE trans. On Industrial Electronics, Vol. 38, N°2, april 1991.
- 19- F. NDAJIGIMANA, J. CHILO, "Couplage de mode commun dans un assemblage boîtier-circuit intégré", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.

- 20- 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.
- 21- A. PUZO, "Contribution à l'étude des perturbations rayonnées par les convertisseurs statiques haute fréquence", Thèse de Doctorat de l'ECLyon, Juin 1992.
- 22- W. A. CRONJE, J. A. FERREIRA, J. D. VAN WYK, "Determining structural impedances", EPE, Firenze 1991.
- 23- H. PIQUET, F. OMS, Y. CHERON, "Simulation numérique des convertisseurs statiques, les performances du logiciel SCRIPT", RGE N°1, Janvier 1990, pp. 17-27.
- 24- H. MOREL, "Simulations comportementales en électronique de puissance, RGE N°1, Janvier 1990, pp. 65-73.
- 25- S. MIYAZAKI, T. NAKAJIMA, E. MASADA, "Study of switching characteristics of GTO with Spice model", EPE, Firenze 1991.
- 26- R. TAHMI, A. BEROUAL, "Pspice and Matlab based investigation of electromagnetic compatibility of switch mode converters", Archives of Electrical Engineering, Vol. LII, N°1, pp. 71-84, 2003.
- 27- P. W. TUINENGA, "Guide pour l'analyse et la simulation de circuit avec Pspice", Prentice Hall, 1994.

CHAPITRE 4
ETUDE CEM DES
CONVERTISSEURS STATIQUES

4.1- INTRODUCTION :

Dans le chapitre précédent, nous avons mis en évidence deux types de composants parasites présents dans un convertisseur statique : les composants parasites de nature électrique dus à la configuration topologique du convertisseur étudié et ceux de nature électromagnétique, dus aux diaphonies de mode commun. Les premiers sont inductifs, comme les inductances de câblage. Les seconds, essentiellement capacitifs, sont dus aux diaphonies qui surviennent lors du fonctionnement du convertisseur, comme les capacités formées par les boîtiers des semi-conducteurs et le radiateur sur lequel ils sont posés. Même si ces composants parasites sont de sources et de natures diverses, ils contribuent ensemble grandement à la modification du comportement idéalisé du convertisseur. Lors de l'étude conceptuelle d'un convertisseur statique, l'étude électrique n'est pas suffisante, celle-ci concerne uniquement le calcul et la détermination des valeurs des composants actifs et passifs du convertisseur pour que celui-ci puisse fonctionner selon des conditions établies auparavant. Une étude électromagnétique, appelée "Etude CEM", CEM pour **Compatibilité ElectroMagnétique**, est nécessaire. Elle doit traiter la nature électromagnétique du convertisseur [1]. Cette étude doit mettre en relief les perturbations générées, leurs caractéristiques, leurs causes et leurs sources. Ce qui permettrait éventuellement d'étudier la possibilité de les réduire par des moyens adéquats et simples.

4.2- ETUDE CEM DES CONVERTISSEURS STATIQUES :

Nous avons établi, conséquemment aux travaux présentés dans le chapitre précédent, une méthode d'analyse CEM des convertisseurs statiques. Elle comporte plusieurs étapes énumérées comme suit :

- 1- Effectuer une étude "électrique" du convertisseur. Cela consiste, après avoir adopté le schéma et la configuration de ce dernier, à déterminer les valeurs de ses composants actifs et passifs.
- 2- Remplacer les composants passifs par leurs modèles respectifs en affectant aux éléments les constituants leurs valeurs déterminées par des mesures avec un impédancemètre numérique.
- 3- Localiser les nœuds à potentiel variable puis déterminer les capacités dues aux diaphonies capacitives et les implanter dans le schéma du convertisseur.

- 4- Localiser les branches de commutation à courant variable, puis déterminer les inductances dues aux diaphonies inductives et les implanter dans le schéma du convertisseur.
- 5- Compléter le schéma électrique, qui est devenu maintenant un schéma "électromagnétique", en y adjoignant les inductances de liaison et de connexion.

En ce qui concerne les composants actifs, comme les diodes et les transistors par exemple, nous pouvons les remplacer par un modèle établi par des chercheurs de différents laboratoires ou utiliser simplement celui du simulateur. Le choix à faire dépend de la précision souhaitée dans l'étude.

Le schéma du convertisseur étant maintenant complet et représentatif de son fonctionnement réel, il suffit d'utiliser un simulateur de circuit pour étudier dans le détail les courants et les tensions dans les différentes parties du convertisseur et effectuer ensuite une étude des phases transitoires des commutations des semi-conducteurs de puissance, car il est prouvé qu'elles sont sources importantes de perturbations [1].

En utilisant cette méthode, nous avons déterminé, par simulation les perturbations conduites produites par le hacheur à commutation forcée [2]. Ces perturbations sont déterminées en utilisant un Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne ou **RSIL**, comme précisé dans le chapitre 2. Le montage de mesure est donné en Fig. 4-1.

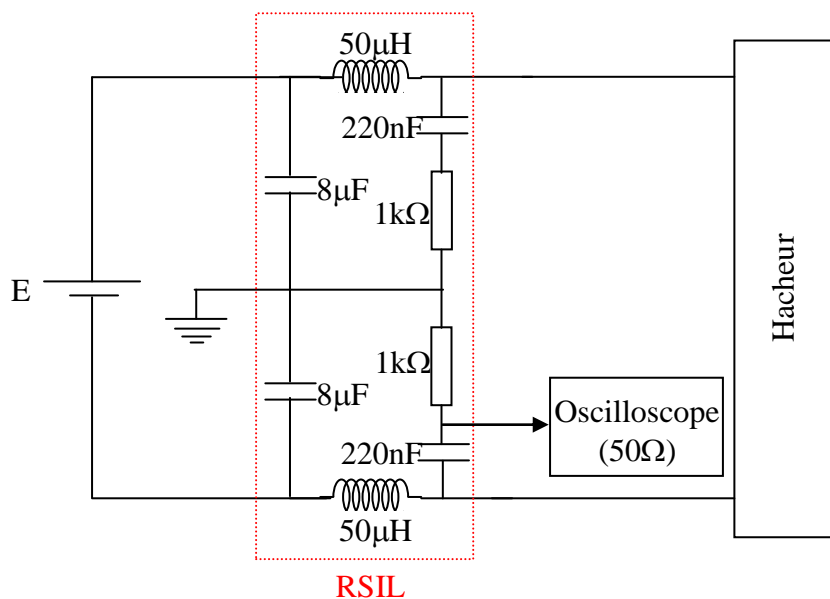


Fig. 4-1 : Mesure des perturbations conduites avec un RSIL

Les perturbations conduites simulées sont données par la Fig. 4-2. Elles ont été déterminées pour un point de fonctionnement du hacheur dont les paramètres sont : 100V, 5A, 100kHz et $\alpha = \frac{1}{2}$.

Nous remarquons que ces perturbations se présentent sous une forme impulsionnelle périodique. Le signal de plus forte amplitude est produit lors de la fermeture du transistor. Nous avons aussi des ondulations haute fréquence fortement amorties.

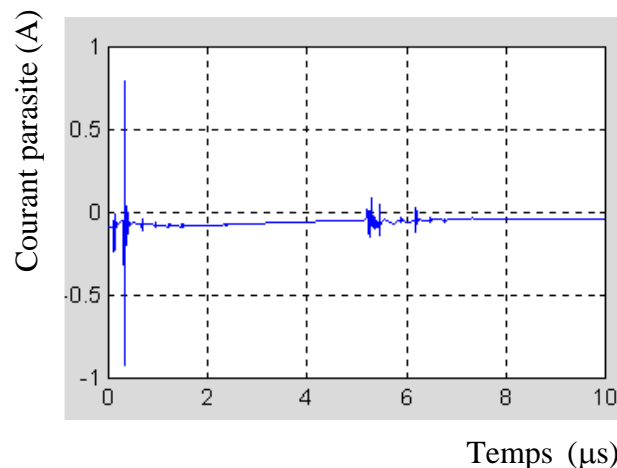


Fig. 4-2 : Perturbations conduites simulées

Si nous comparons les résultats de la simulation avec ceux des mesures, nous constatons qu'il existe une bonne corrélation entre eux.

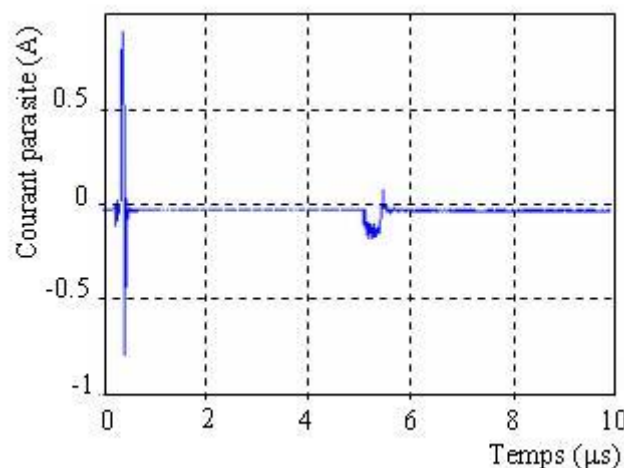


Fig. 4-3 : Perturbations conduites mesurées

Nous pouvons conclure que la méthode d'analyse CEM adoptée et présentée est donc acceptable dans son ensemble. La modélisation du convertisseur telle que présentée dans le chapitre précédent permet donc de prédéterminer les perturbations conduites générées par les convertisseurs statiques avec une bonne vraisemblance.

4.3- APPLICATION AU HACHEUR QUASI-RESONANT :

Prenons un autre convertisseur et appliquons la méthode suscitée pour déterminer les perturbations conduites générées lors de son fonctionnement. Nous avons pris pour exemple un hacheur quasi-résonant, Fig. 4-4.

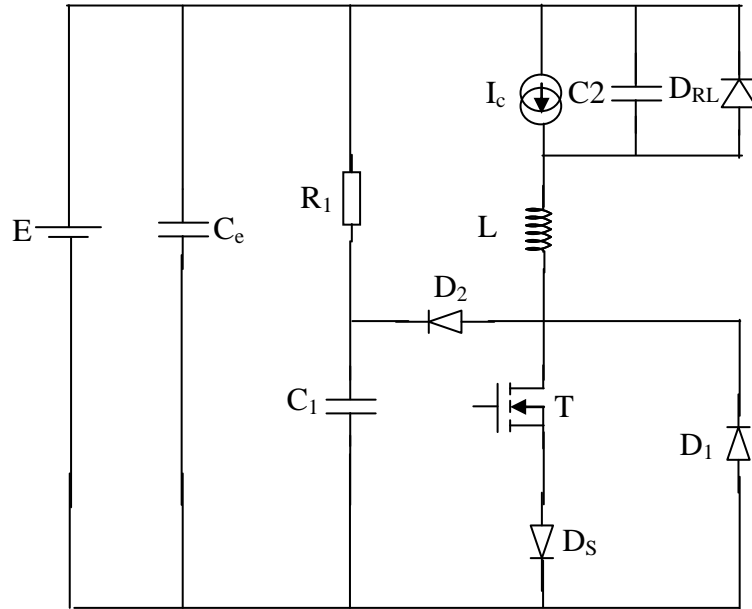


Fig. 4-4: Schéma du hacheur quasi-résonant

Dans ce type de convertisseur statique, l'interrupteur de puissance, qui est un transistor MOSFET, est utilisé en mode thyristor, c'est à dire que son amorçage est commandé mais son blocage est spontané, conditionné par l'état électrique du transistor.

La détermination des paramètres du circuit oscillant est primordiale. Nous avons considéré les relations suivantes :

$$\Delta I_{DS} = E \sqrt{\frac{C_2}{L}} \quad (4.1)$$

$$\Delta t = 2\pi \sqrt{LC_2} = \frac{\alpha}{f} \quad (4.2)$$

Δt : durée d'une oscillation,

α : rapport cyclique,

f : fréquence de découpage.

Nous en déduisons :

$$C_2 = \frac{\alpha \Delta I_{DS}}{2\pi f E} \quad (4.3)$$

$$L = \frac{\alpha E}{2\pi f \Delta I_{DS}} \quad (4.4)$$

Les valeurs des éléments le constituant sont :

$$L = 16\mu\text{F}$$

$$C_2 = 160\text{nF}$$

$$R_1 = 1,5\text{k}\Omega$$

$$C_1 = 150\text{nF}$$

La charge est représentée par une source de courant constant I_0 . Le transistor de puissance est un MOSFET IRF250. Un circuit écrêteur est imposé par la surtension aux bornes du transistor lors du recouvrement de la diode D_1 , cette surtension est provoquée par l'inductance L .

En appliquant la méthode d'analyse adoptée pour la détermination des natures et des valeurs des éléments parasites, nous obtenons le schéma final du hacheur qui décrit son fonctionnement électromagnétique tel que présenté par la Fig. 4-5.

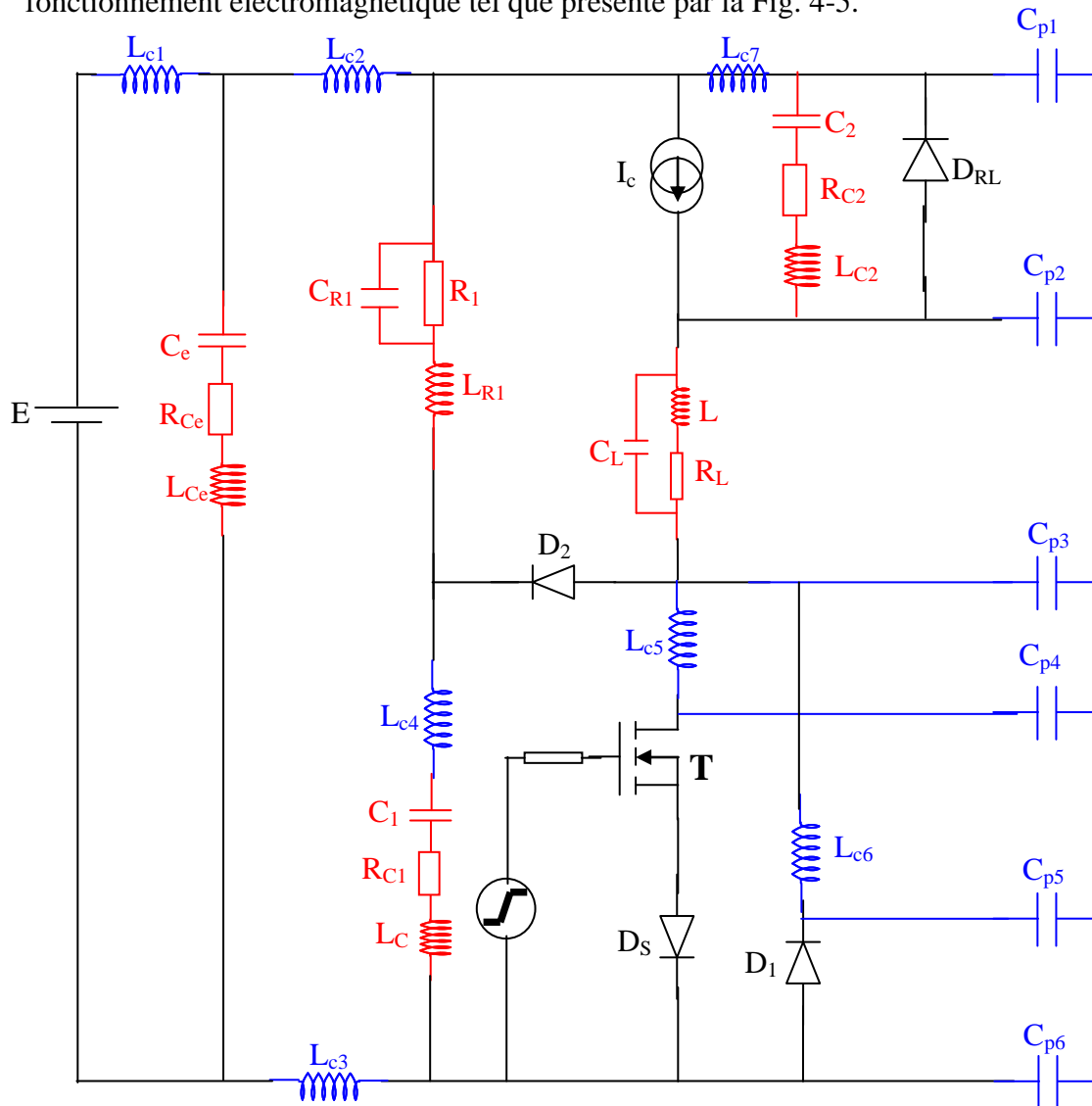


Fig. 4-5: Schéma complet du hacheur quasi-résonant.

Les valeurs des éléments sont données par les tableaux 4-1, 4-2 et 4-3.

Bien que leurs fonctions soient les mêmes, les configurations du hacheur à commutation forcée et du hacheur quasi-résonant sont différentes, les modes de commutation le sont aussi. Nous pouvons aisément en déduire que les composants parasites dus aux diaphonies ne se présentent pas de la même façon en qualité et en quantité; ceci est trivial car les contraintes électriques et magnétiques en présence ne sont pas les mêmes.

Eléments passifs	Valeur calculée	Paramètres du modèle
L	16 μ H	$R_L = 0.025 \text{ m}\Omega$ $L = 16\mu\text{H}$ $C_L = 1.73590\text{nF}$
C_e	10 μ F	$R_{C_e} = 5.27220\text{m}\Omega$ $L_{C_e} = 290.349\text{nH}$ $C_e = 9.64372\mu\text{F}$
C_2	141nF	$R_{C_2} = 2.8858\text{m}\Omega$ $L_{C_2} = 197.879 \text{ nH}$ $C_2 = 142.014\text{nF}$
C_1	141nF	$R_{C_1} = 2.8858\text{m}\Omega$ $L_{C_1} = 197.879 \text{ nH}$ $C_1 = 142.014\text{nF}$
R_1	1k Ω	$R_1 = 1.30452\text{k}\Omega$ $L_{R_1} = 22.4535 \mu\text{H}$ $C_{R_1} = 4.31111 \text{ pF}$

Tab. 4-1: Valeurs des éléments des modèles des composants passifs

Inductances Parasites	Valeurs Calculées (nH)
Lc1	1000
Lc2	80
Lc3	80
Lc4	50
Lc5	40
Lc6	30
Lc7	150
Lc8	80

Tab. 4-2: Valeurs des inductances parasites

Capacités Parasites	Valeurs Calculées (pF)
Cp1	7
Cp2	10
Cp3	7
Cp4	17
Cp5	17
Cp6	7

Tab. 4-3: Valeurs des capacités parasites

Par simulation, nous obtenons la tension V_{DS} et le courant I_{DS} du transistor de puissance qui sont présentés par les figures 4-6 et 4-7.

La tension présente des oscillations haute fréquence parasites de forte amplitude au niveau des deux commutations, surtout lors de la fermeture du transistor. En effet, ces oscillations peuvent, comme nous pouvons le constater, atteindre facilement 50% de la tension V_{DS} . Nous avons également une surtension lors de l'ouverture, mais qui est relativement faible, de l'ordre de 10%.

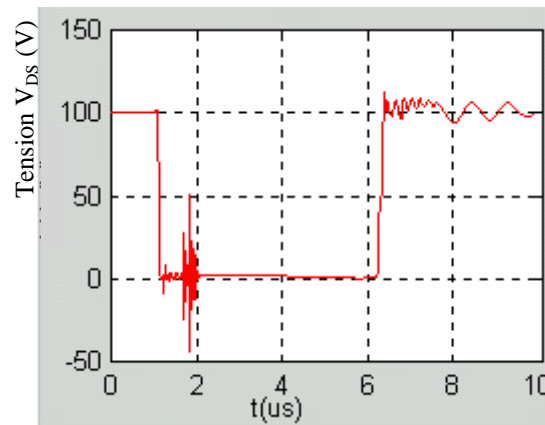


Fig. 4-6 : Tension V_{DS} aux bornes du transistor

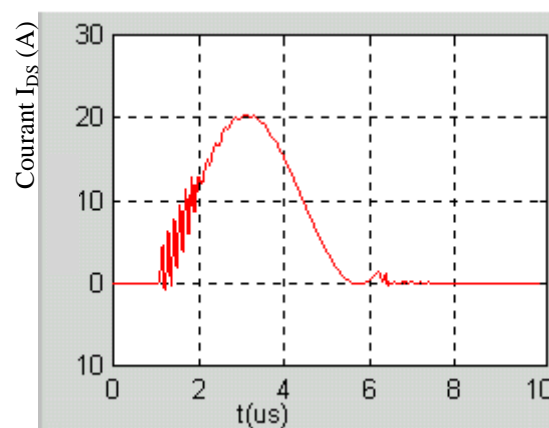


Fig. 4-7 : Courant I_{DS} dans le transistor

Le courant sous forme de demi-calotte d'un signal alternatif sinusoïdal, présente lui aussi des ondulations haute fréquence lors de la fermeture du transistor. La durée de ces oscillations est assez importante eu égard à la période de découpage.

Bien sûr, les oscillations présentes aussi bien dans la tension V_{DS} que le courant I_{DS} lors des commutations, sont dues à des phénomènes de résonance qui se produisent à ces instants là, entre les différents constituants du convertisseur.

Déterminons maintenant, par simulation, les perturbations générées par ce hacheur lors de son fonctionnement.

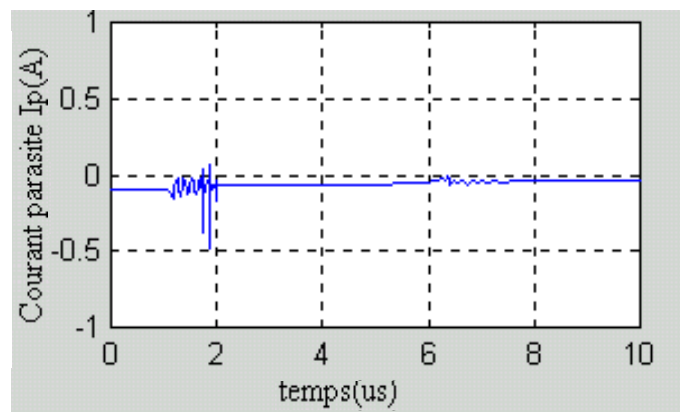


Fig. 4-8 : Perturbations conduites générées par le hacheur quasi-résonant.

Du point de vue temporel, ces perturbations, sous forme impulsionnelle, présentent des amplitudes beaucoup plus faibles que celles produites par le hacheur à commutation forcée.

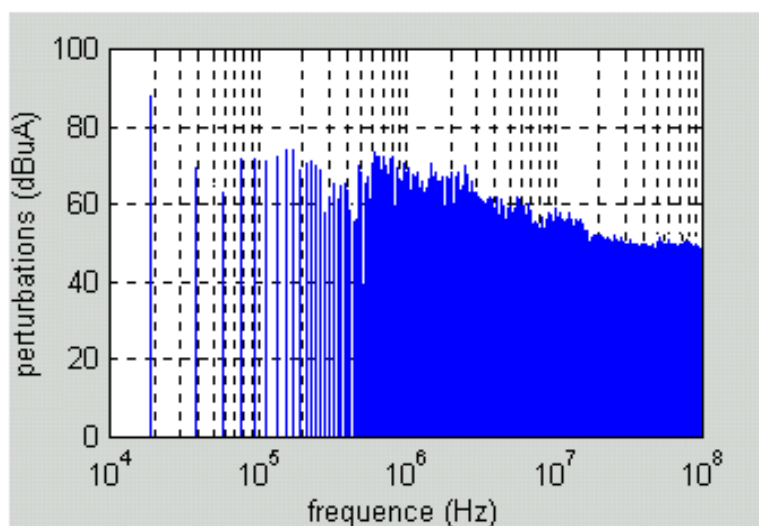


Fig. 4-9: Spectre des perturbations conduites.

Quant au spectre de fréquence, Fig. 4-9, il est plus concentré pour des fréquences supérieures à 500kHz, avec une diminution des amplitudes des harmoniques.

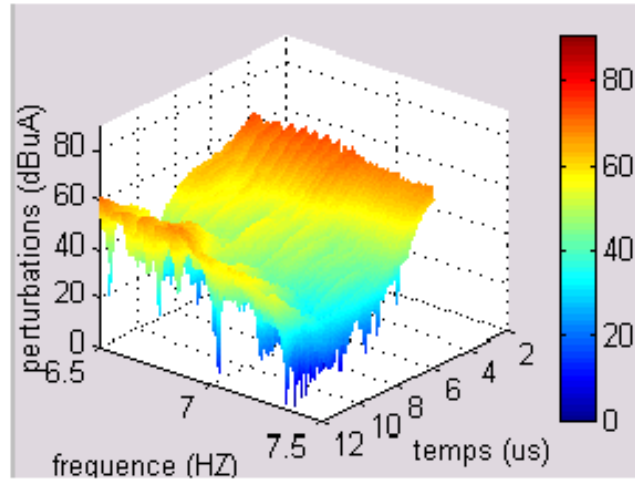


Fig. 4-10: Spectrogramme des perturbations conduites.

Le spectrogramme, Fig. 4-10, montre un phénomène rencontré déjà dans le cas du hacheur à commutation forcée, la commutation à la fermeture du transistor est plus perturbatrice que celle à l'ouverture. Cela pourrait paraître comme une constance dans la génération des perturbations conduites par les hacheurs.

4.4- CONCLUSION :

Nous avons présenté une procédure qui rend possible une étude CEM des convertisseurs statiques. Celle-ci utilise deux logiciels très puissants, Pspice et Matlab. A l'issue de cette étude, nous pouvons prédéterminer les signaux électriques existant dans les convertisseurs et les perturbations électromagnétiques rayonnées et conduites produites par ces mêmes convertisseurs. La procédure de modélisation adoptée est adéquate; elle met en évidence et décrit tous les phénomènes électromagnétiques intervenant pendant le fonctionnement du convertisseur. Bien entendu, la précision n'étant pas totale, il subsiste néanmoins quelques différences relativement faibles. Cela vient du fait que nous avons dû prendre quelques approximations lors de la modélisation. En effet, il est fastidieux, voire impossible, de vouloir tenir compte de tous les phénomènes électromagnétiques existants.

Les perturbations électromagnétiques rayonnées et conduites produites par un convertisseur statique dépendent du fonctionnement électrique de ce convertisseur et des couplages qui y existent, elles dépendent donc en fait de son fonctionnement électromagnétique. Une étude CEM d'un tel convertisseur, étude par simulation, repose donc sur l'établissement d'un modèle électromagnétique complet. Ce dernier doit comprendre les phénomènes "électrique" et "couplages". Le premier tient compte des modèles des éléments

composant le convertisseur, le second fait apparaître les couplages avec l'environnement par diaphonie les plus importants et les plus efficaces. Le modèle complet doit être établi étape par étape comme énoncé plus haut.

4.5- BIBLIOGRAPHIE

- 1- A. PUZO, "Contribution à l'étude des perturbations rayonnées par les convertisseurs statiques haute fréquence", Thèse de Doctorat de l'ECLyon, Juin 1992.

- 2- R. TAHMI, A. BEROUAL, "Pspice and Matlab based investigation of electromagnetic compatibility of switch mode converters", Archives of Electrical Engineering, Vol. LII, N°1, pp. 71-84, 2003.

CHAPITRE 5

INFLUENCE
DES PARAMETRES ELECTRIQUES
SUR LES PERTURBATIONS
ELECTROMAGNETIQUES

5.1- INTRODUCTION

Nous avons vu que les perturbations électromagnétiques générées sont directement liées aux tensions et courants présents dans le convertisseur statique et, plus précisément, à leurs évolutions dans le temps lors des commutations. Il serait intéressant de voir comment se comporteraient ces perturbations si on faisait varier les valeurs des paramètres de fonctionnement du convertisseur comme le courant de charge, la tension d'alimentation, la fréquence de découpage et le rapport cyclique. Nous verrons également s'il existe ou non une influence de deux autres éléments non électriques que sont le type de commutation du transistor de puissance et le phénomène de vieillissement de celui-ci. Les signaux résultants des analyses seront présentés sous leurs deux formes temporelle et spectrale pour mettre en évidence une éventuelle influence de l'un ou de l'autre de ces paramètres sur les perturbations.

5.2- VARIATION DU COURANT DE CHARGE

Le courant de charge dépend en grande partie du courant découpé par le transistor, une variation du premier entraîne systématiquement celle du second. Une variation de l'intensité du courant découpé implique à son tour un changement de la quantité de charges qui transitent par le canal drain-source, ce qui modifie fondamentalement les contraintes internes subies par le transistor. Ceci peut-il agir sur la qualité et la quantité des perturbations électromagnétiques produites par le convertisseur ? Dans le but d'établir une implication de la variation de l'intensité du courant sur les perturbations électromagnétiques générées, nous avons fait varier le courant délivré par le hacheur à la charge de 3 à 6A, en maintenant constants la tension à 100V, la fréquence à 100kHz et le rapport cyclique à 1/3.

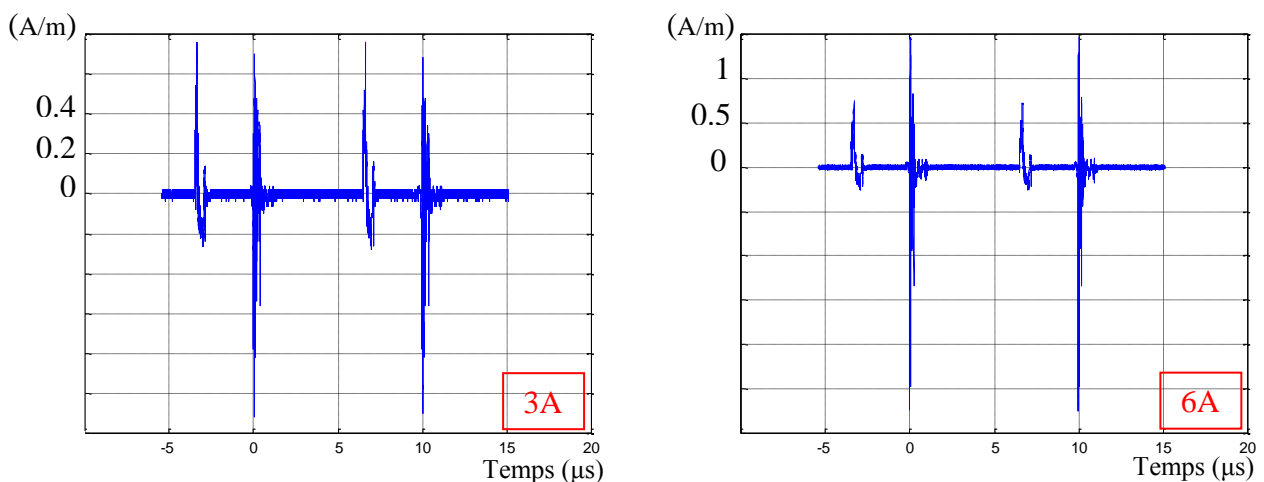


Fig. 5-1 : Champ magnétique rayonné en fonction du courant I_{DS}

● *Augmentation de l'amplitude lors de l'ouverture du transistor avec moins d'ondulations.*

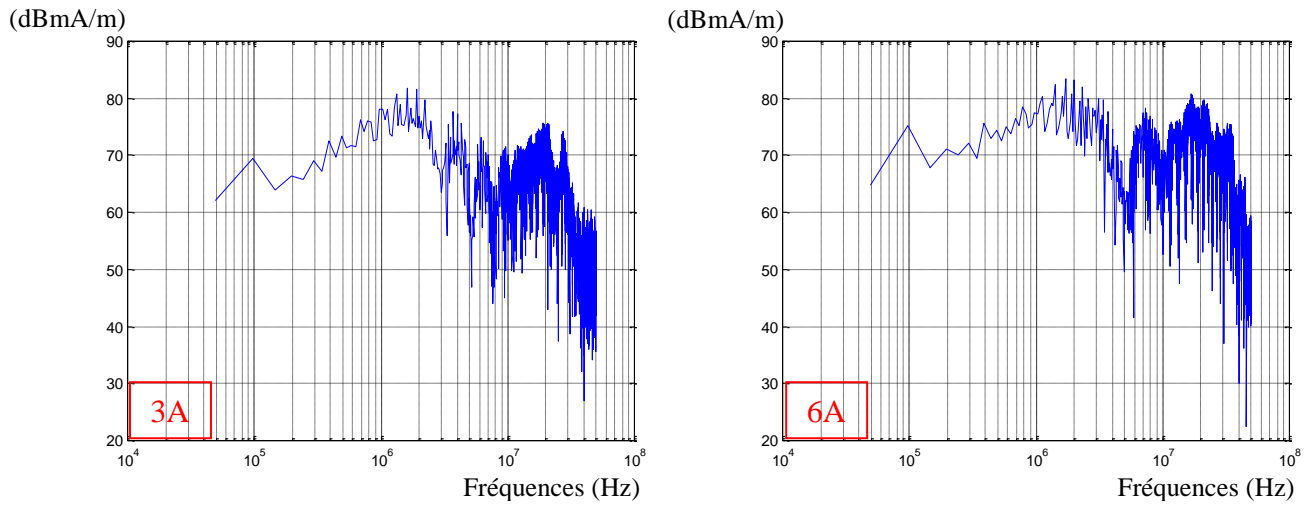


Fig. 5-2 : Spectre de fréquences du champ magnétique rayonné en fonction du courant

● *Augmentation de l'amplitude des raies de l'ordre de 10% dans l'ensemble.*

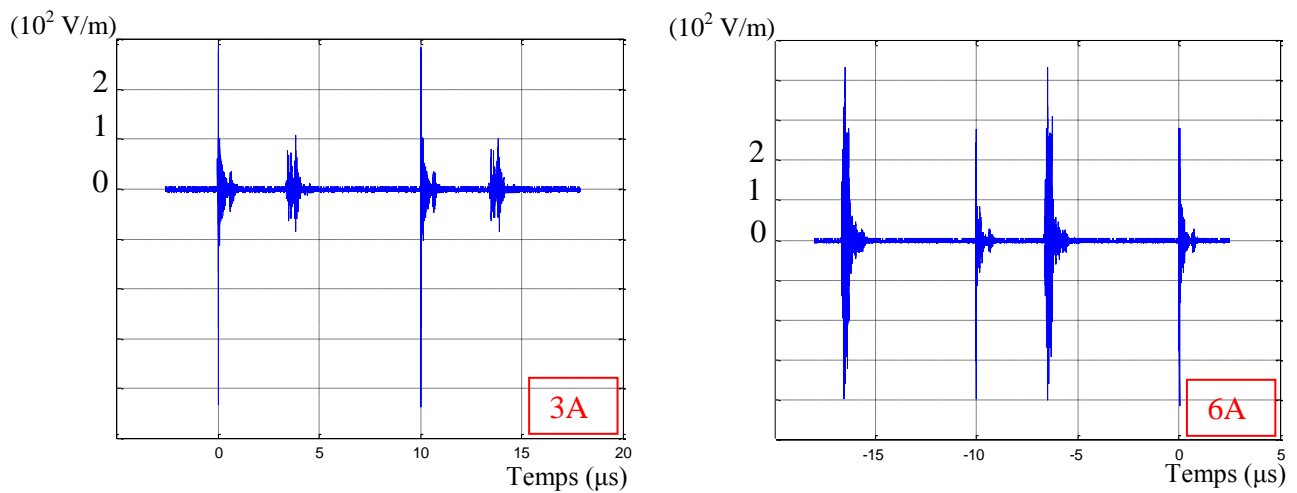


Fig. 5-3 : Champ électrique rayonné en fonction du courant I_{DS}

● *Augmentation notable lors de l'ouverture avec plus d'oscillations.*

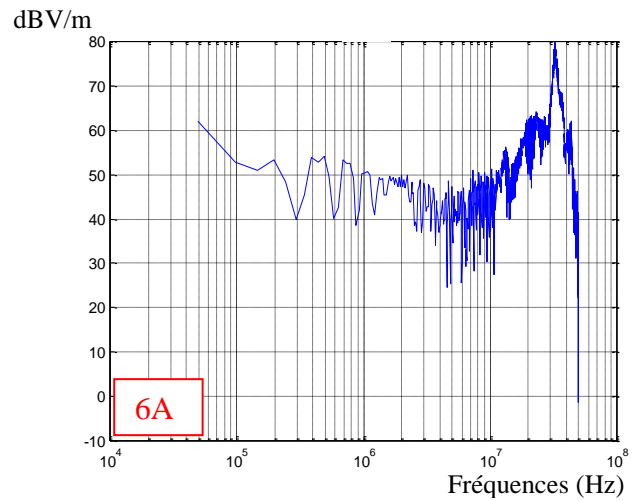
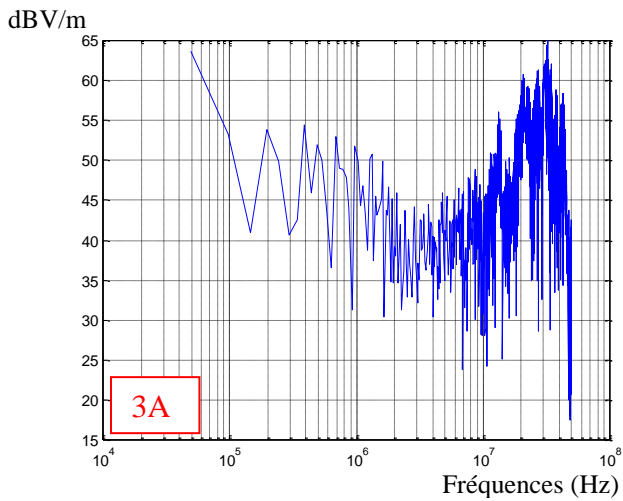


Fig. 5-4 : Spectre du champ électrique en fonction du courant I_{DS}

● *Augmentation de l'amplitude des raies à partir de 10MHz.*

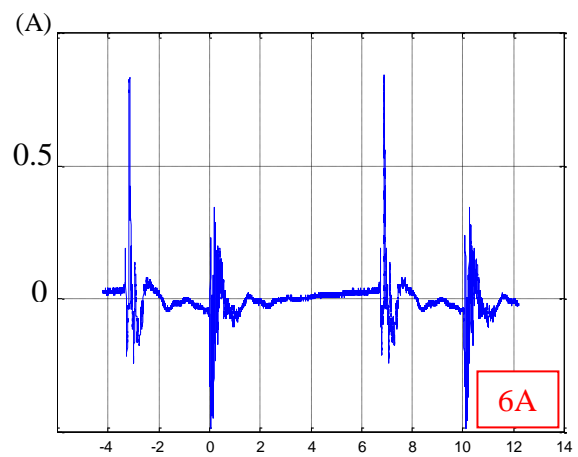
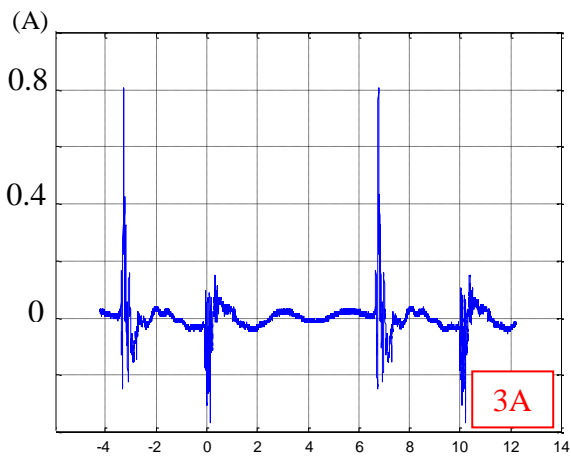


Fig. 5-5 : Perturbations conduites en fonction du courant I_{DS}

● *Augmentation de l'amplitude lors de la fermeture et diminution lors de l'ouverture.*

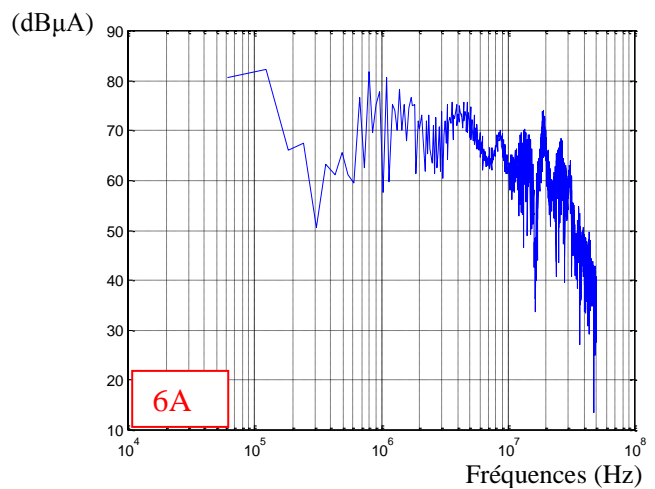
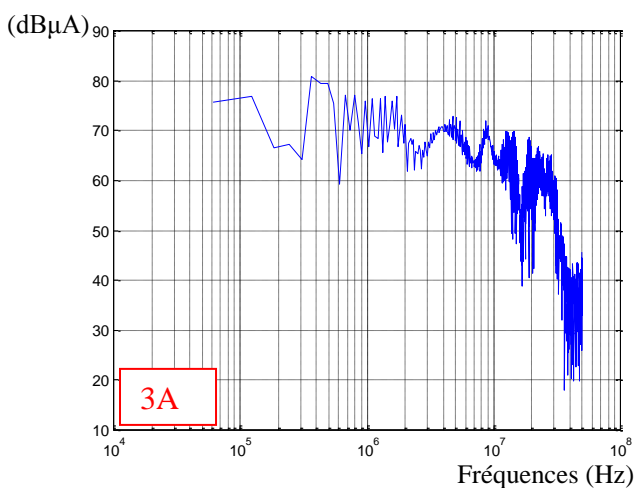


Fig. 5-6 : Spectre de fréquences des perturbations conduites en fonction du courant I_{DS}

● *Augmentation légère des amplitudes de l'ordre de 5%.*

D'après les résultats présentés, nous pouvons dire que l'augmentation du courant de charge influence négativement les perturbations électromagnétiques produites par le hacheur tant rayonnées que conduites. En effet, celles-ci subissent une majoration des amplitudes lors de l'ouverture du transistor pour les premières, alors que pour les secondes, nous avons une augmentation des amplitudes lors de la fermeture et une diminution lors de l'ouverture.

Une augmentation du courant induit un changement de valeur des éléments parasites inductifs dus aux couplages électromagnétiques.

Quant au champ magnétique rayonné, celui-ci dépend du courant dans les différentes branches du convertisseur. Il est clair qu'une augmentation du courant de charge induirait directement un accroissement de ce champ.

Les oscillations lors de l'ouverture du transistor augmentent également. Ceci influe sur la remontée de la tension V_{DS} et, par conséquent, sur le champ électrique rayonné lors de cette commutation.

5.3- VARIATION DE LA TENSION D'ALIMENTATION

La tension d'alimentation agit directement sur le champ électrique interne du transistor. Les contraintes subies par les porteurs de charge durant leur transit drain-source proviennent de l'action de ce champ électrique. Une variation de celui-ci influe directement sur ces contraintes. Influe-t-elle sur les perturbations électromagnétiques produites par le convertisseur ? C'est ce que nous allons voir ci-après. Nous avons effectué des mesures du champ magnétique, du champ électrique et des perturbations conduites pour des tensions d'alimentation égales successivement à 50V puis à 100V, tout en maintenant la fréquence à 100kHz, le courant de charge à 3A et le rapport cyclique à 1/3.

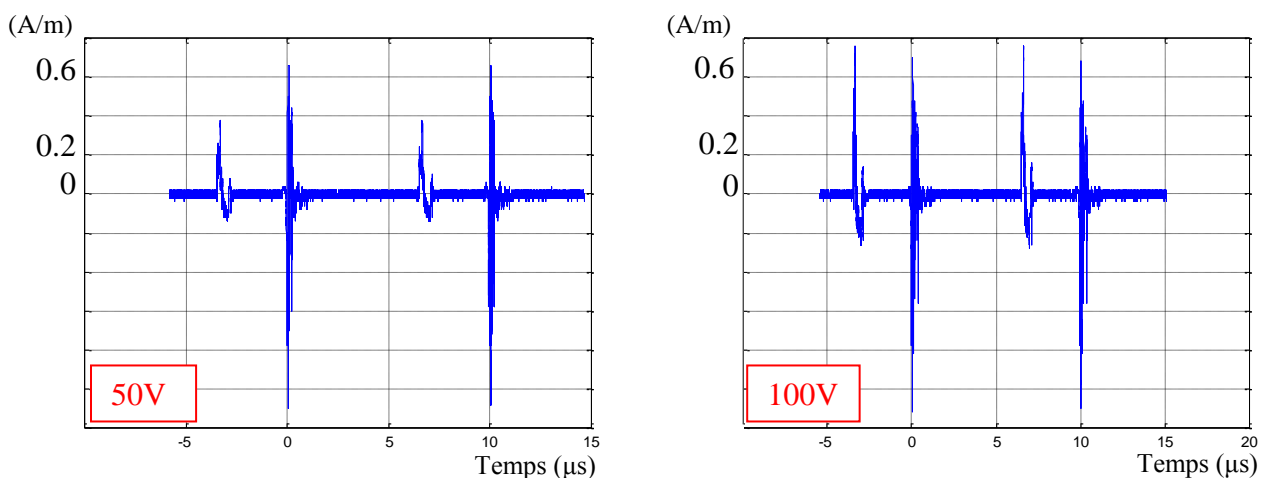


Fig. 5-7 : Champ magnétique rayonné en fonction de V_{DS}

● *Augmentation des amplitudes lors de la fermeture du transistor.*

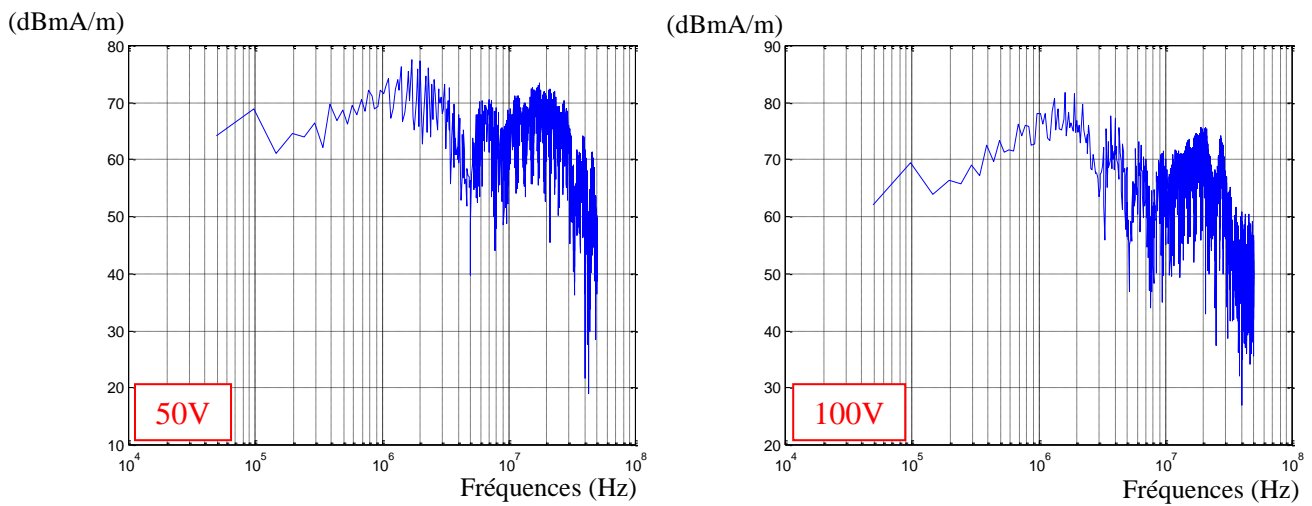


Fig. 5-8 : Spectre du champ magnétique en fonction de V_{DS}

● *Augmentation légère d'environ 8% sur tout le spectre.*

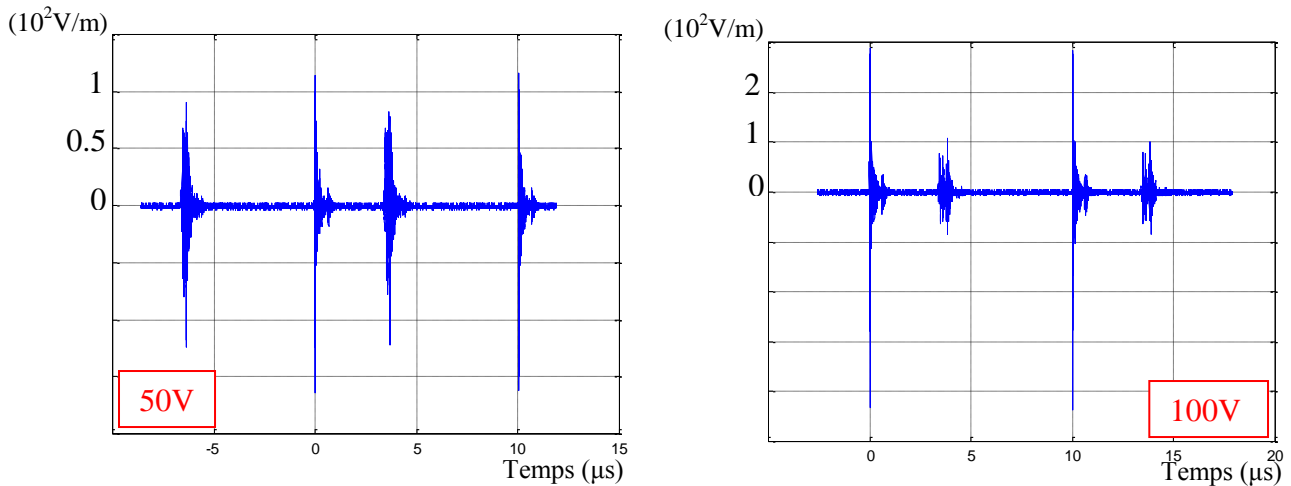


Fig. 5-9 : Champ électrique rayonné en fonction de V_{DS}

● *Augmentation des amplitudes des perturbations, notamment lors de la fermeture du transistor.*

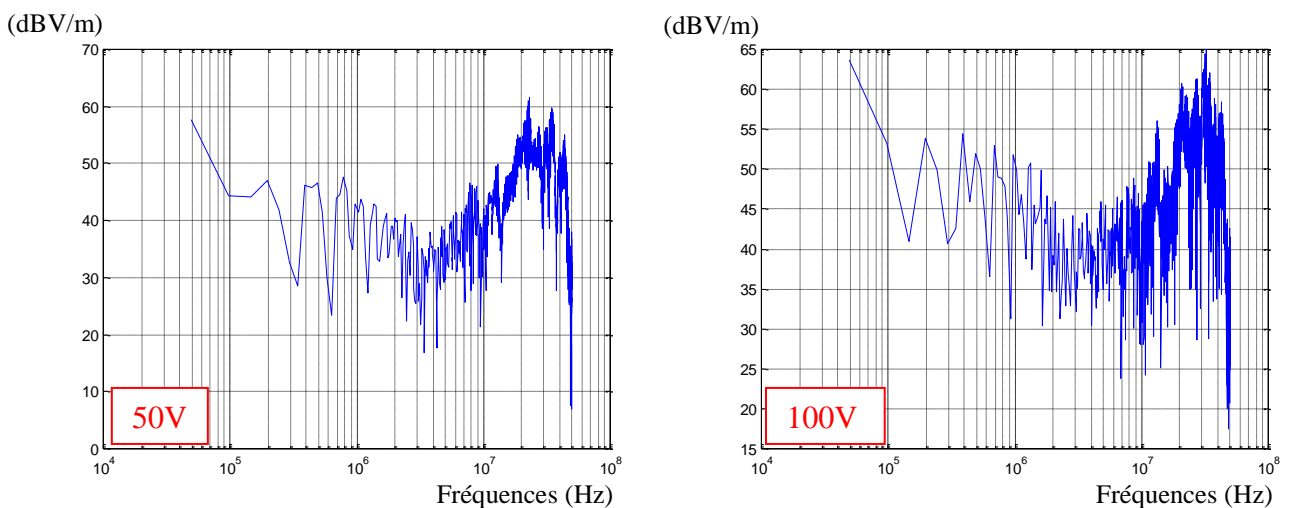


Fig. 5-10 : Spectre de fréquences du champ électrique rayonné en fonction de V_{DS}

● *Augmentation d'environ 5dB.*

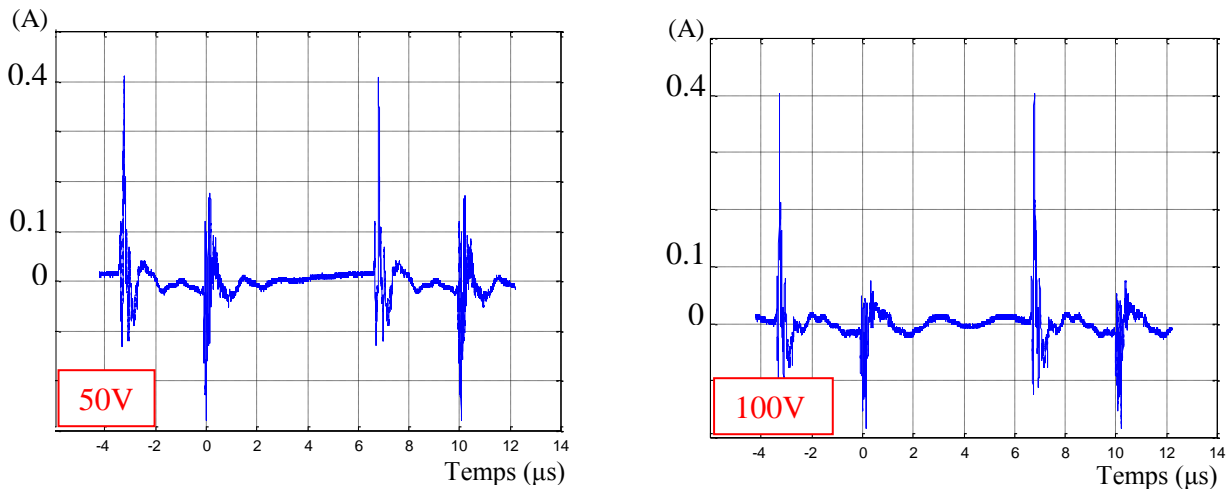


Fig. 5-11 : Perturbations conduites en fonction de V_{DS}

● *Dédoublage de l'amplitude lors de la fermeture.*

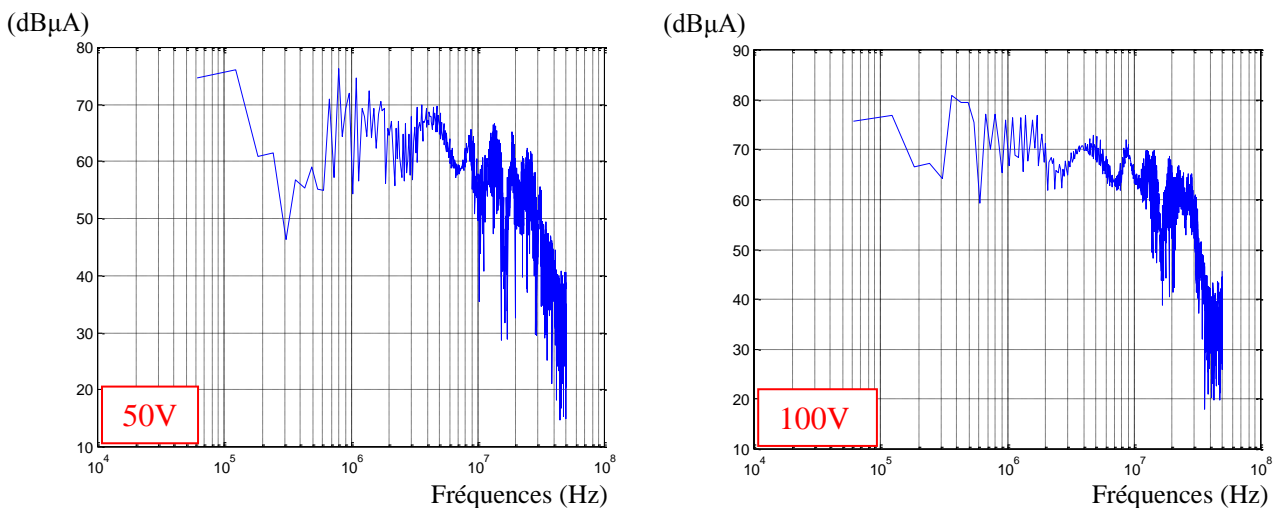


Fig. 5-12 : Spectre des perturbations conduites en fonction de V_{DS}

● *Augmentation de l'amplitude de 10dB environ.*

Nous remarquons une augmentation de l'amplitude du champ magnétique rayonné lors de la fermeture du transistor. Cela vient du fait que la surintensité présentée par le courant I_{DS} lors de cette commutation double de valeur. Il en est de même pour le champ électrique rayonné.

Pour les perturbations conduites, l'augmentation de la tension d'alimentation induit une augmentation du même ordre de grandeur pour celles-ci. Cet état de fait était prévisible, car les perturbations conduites sont liées aux couplages capacitifs qui eux-mêmes dépendent des gradients de tension aux points chauds du circuit.

5.4- VARIATION DE LA FREQUENCE

Evoquer la fréquence de découpage du courant, c'est évoquer le nombre de cycles d'inversion des contraintes internes subies par le transistor, c'est ainsi que le nombre de cycles d'inversion du sens de circulation des charges. Changer ce nombre de cycles a-t-il une influence quelconque sur les perturbations électromagnétiques produites par le hacheur ? C'est ce que nous allons voir dans cette partie. Nous avons effectué des relevés des trois types de perturbations électromagnétiques pour deux valeurs de la fréquence de découpage, 70kHz et 100kHz. Nous avons maintenu la tension d'alimentation à 100V, le courant de charge à 3A et le rapport cyclique à 1/3.

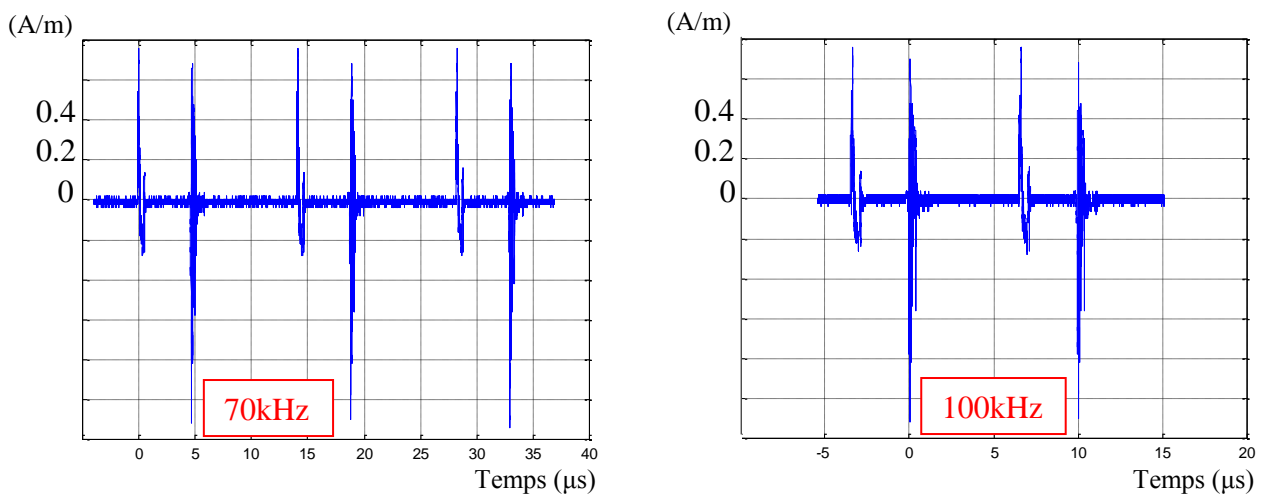


Fig. 5-13 : Champ magnétique en fonction de la fréquence de découpage

● *Augmentation légère du nombre des ondulations. Augmentation des amplitudes dans les deux commutations.*

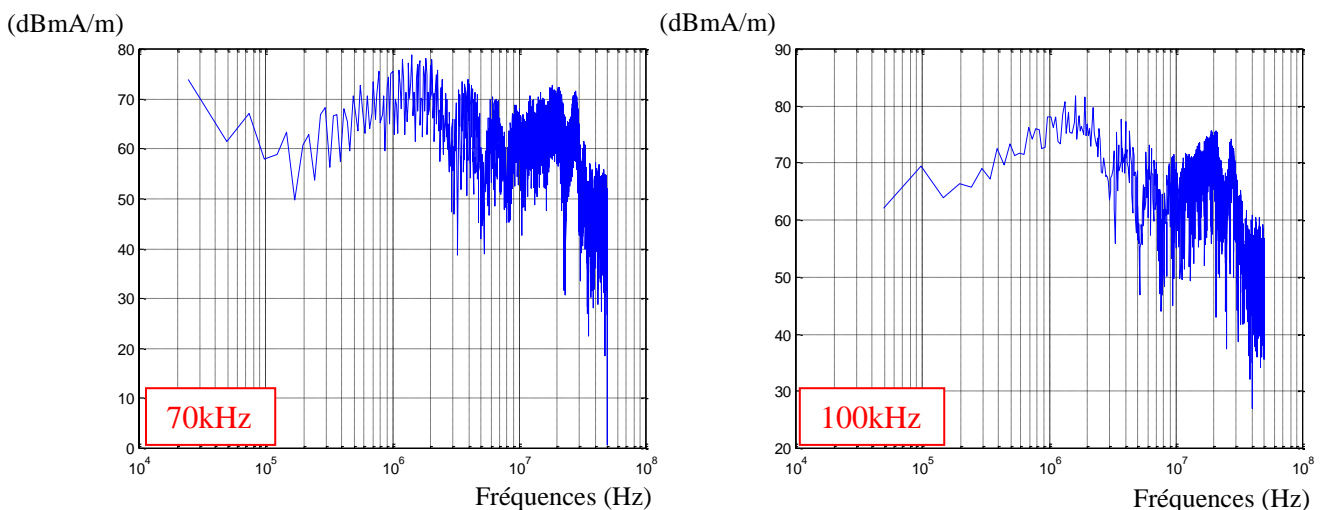


Fig. 5-14 : Spectre du champ magnétique rayonné en fonction de la fréquence

● *Pas de changement notable.*

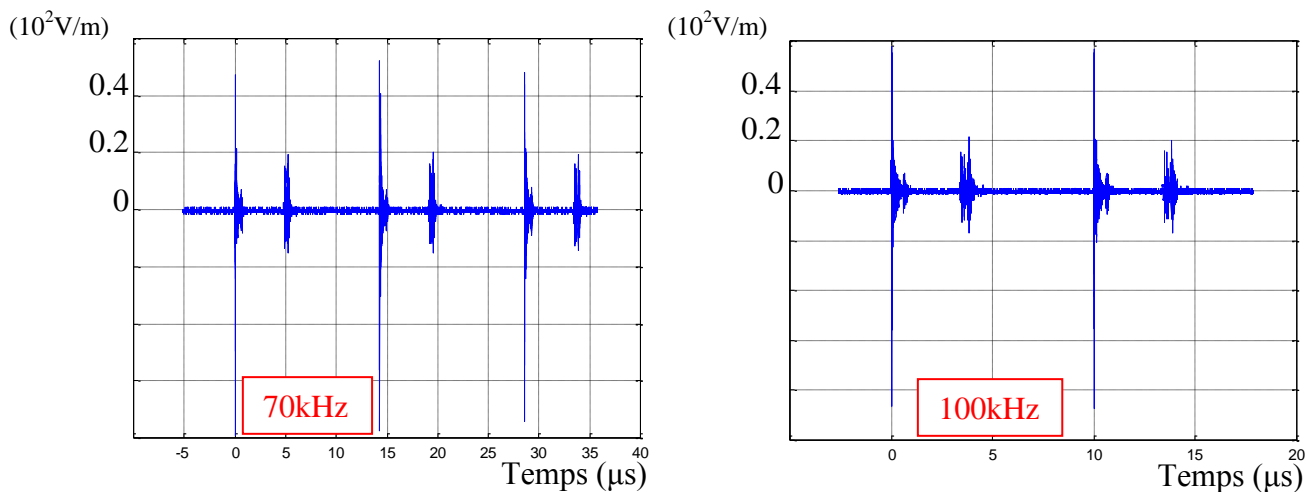


Fig. 5-15 : Champ électrique en fonction de la fréquence de découpage

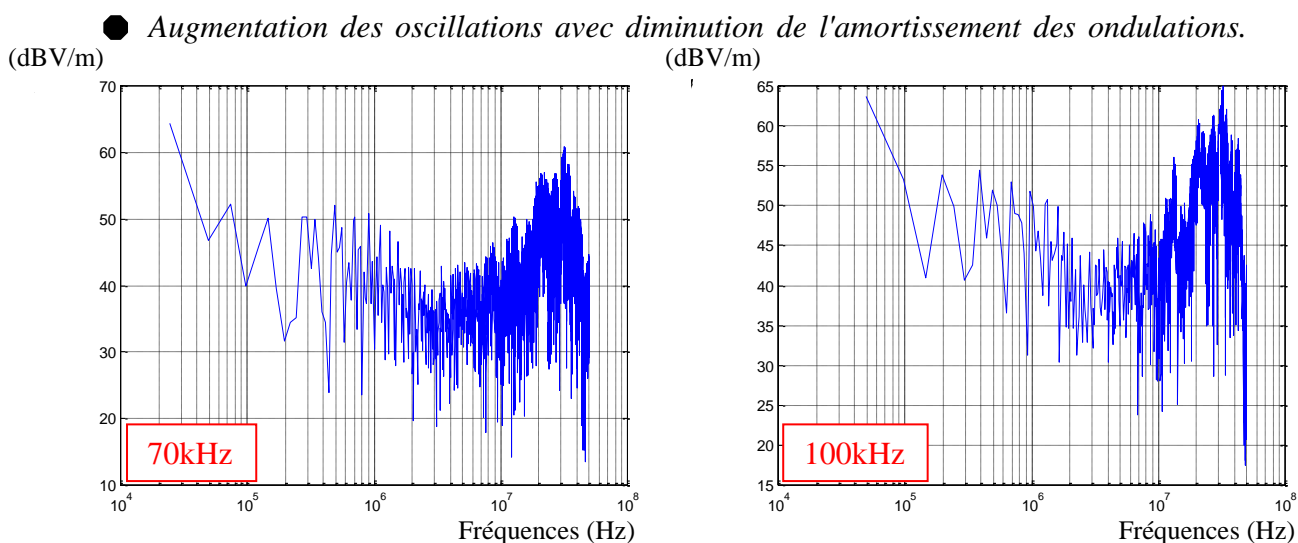


Fig. 5-16 : Spectre de fréquence du champ électrique rayonné en fonction de la fréquence

● *Augmentation des amplitudes d'environ 5dB.*

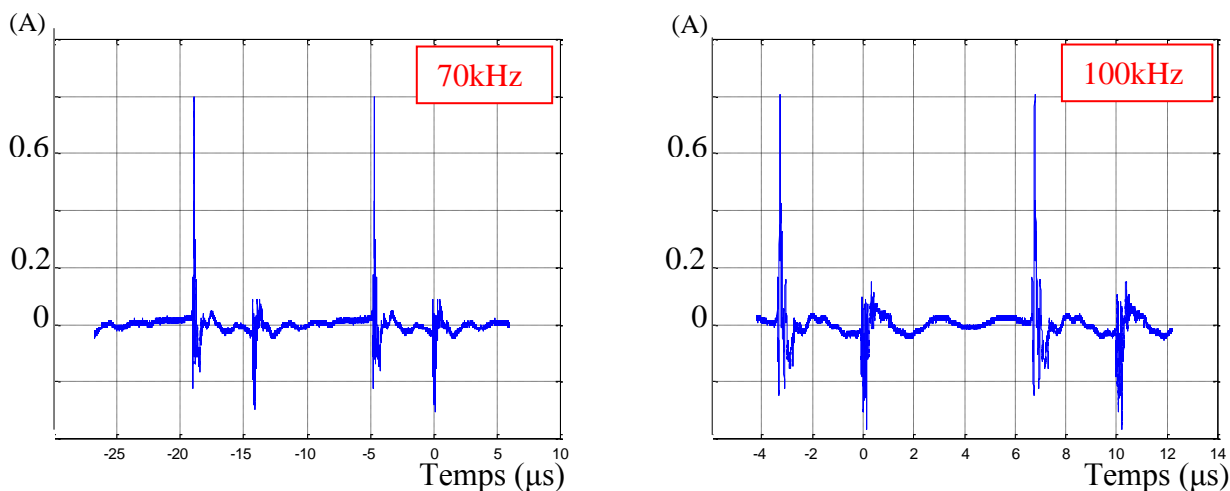


Fig. 5-17 : Perturbations conduites en fonction de la fréquence de découpage

- *Pas de changement des amplitudes mais plus d'oscillations.*

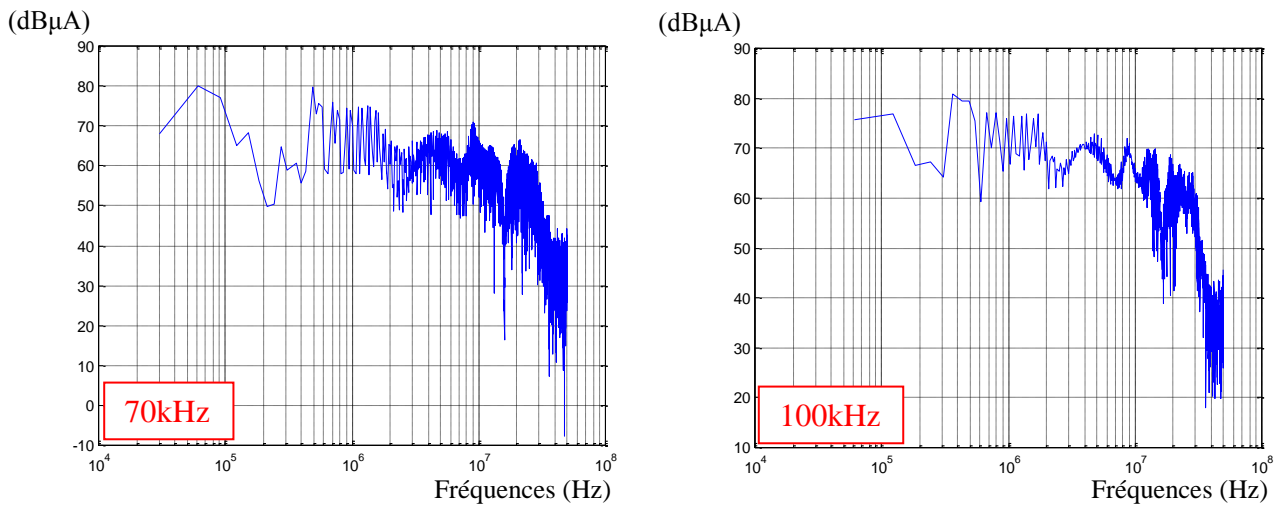


Fig. 5-18 : Spectre de fréquences des perturbations conduites en fonction de la fréquence de découpage

- *Augmentation des amplitudes pour des fréquences inférieures à 10MHz.*

Pour les perturbations rayonnées, on remarque une augmentation des amplitudes lors de l'amorçage du transistor. Cependant, un léger accroissement des ondulations apparaît. Ceci est normal car une augmentation de la fréquence de découpage, fréquence de base, influe sur les phénomènes de résonance présents lors du fonctionnement du hacheur. Cependant, nous notons que la variation de fréquence n'influe pas sur les perturbations conduites.

5.5- VARIATION DU RAPPORT CYCLIQUE

Le rapport cyclique définit une durée, égale à une fraction de la période de découpage, où il y a circulation de porteurs de charge dans le transistor. Pendant cette durée, le transistor subit des contraintes mécaniques dues au déplacement de ce flux de charge. L'autre fraction de la période de découpage correspond à une période de "repos" du transistor où il supporte néanmoins un champ électrique inverse important. Inverser le rapport de ces deux fractions de temps en faveur de l'une ou de l'autre influe-t-il sur le caractère perturbateur du convertisseur ? C'est ce que nous allons voir en faisant des relevés en fixant le rapport cyclique à 1/3 puis à 2/3, tout en maintenant la tension d'alimentation à 100V, le courant de charge à 3A et la fréquence de découpage à 100kHz.

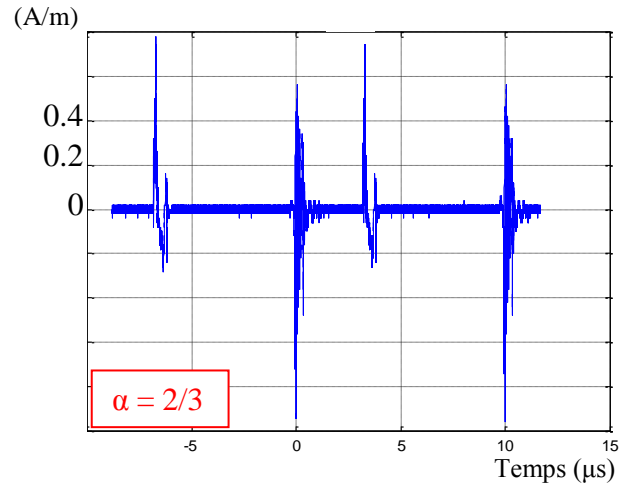
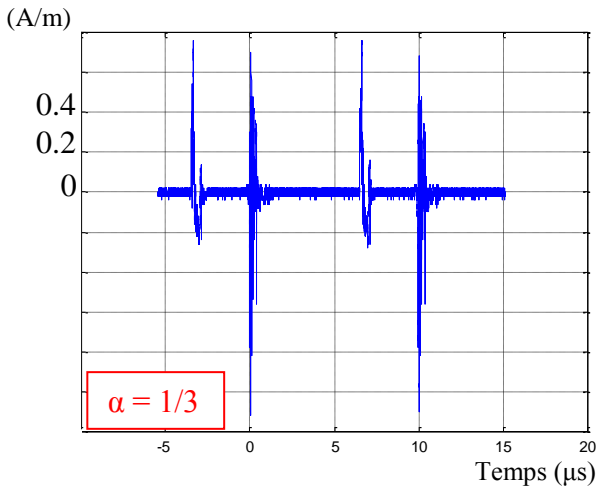


Fig. 5-19 : Champ magnétique rayonné en fonction du rapport cyclique

● Ondulations moins amorties, légère diminution des amplitudes lors du blocage.

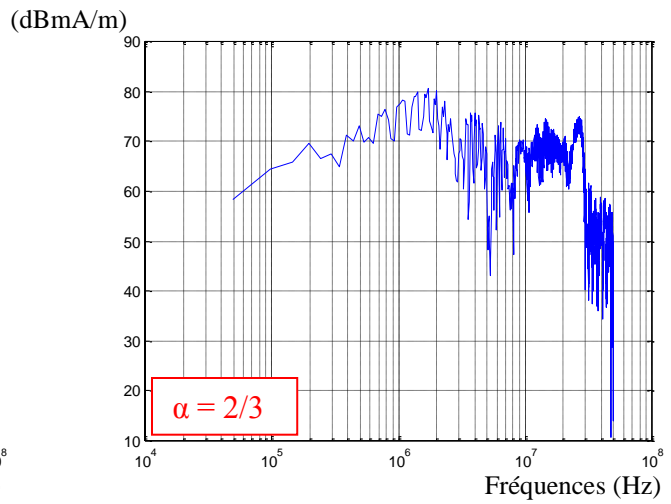
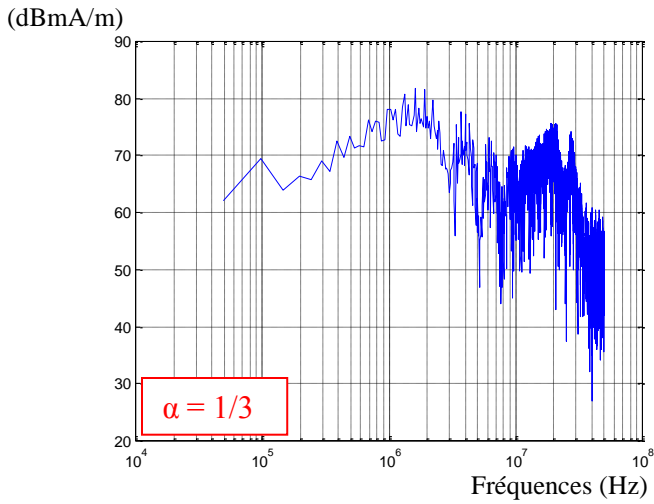


Fig. 5-20 : Spectre du champ rayonné en fonction du rapport cyclique

● Légère diminution de 5dB à partir de 10MHz.

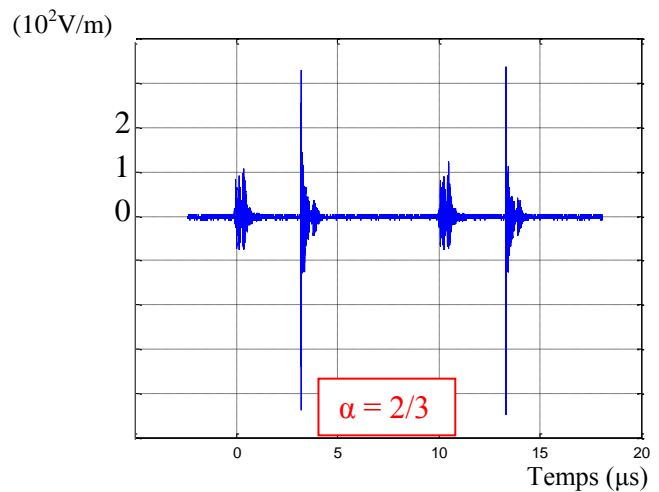
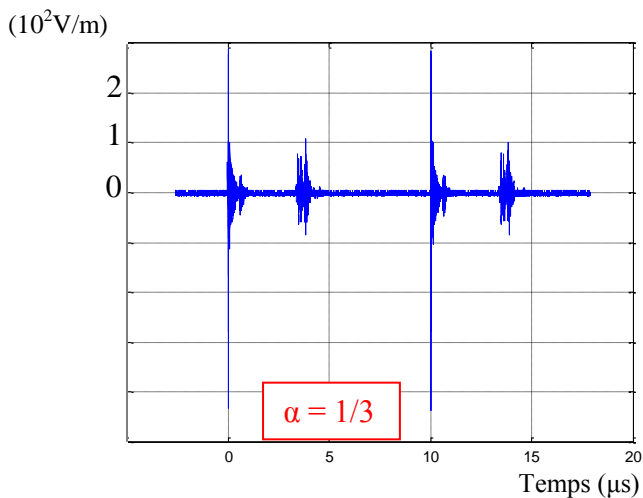


Fig. 5-21 : Champ électrique rayonné en fonction du rapport cyclique

● Pas de changement.

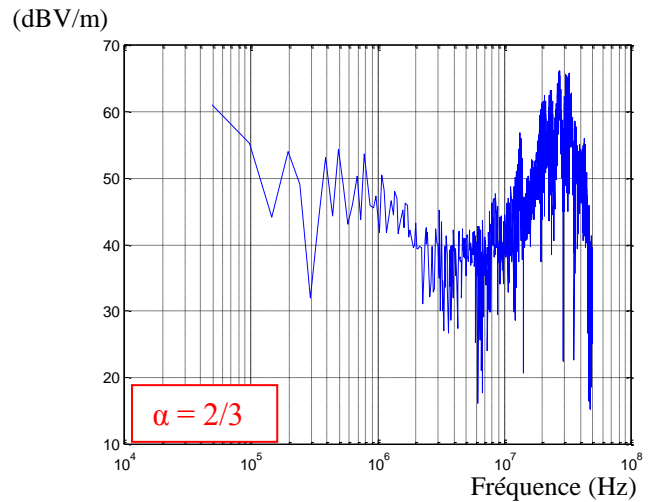
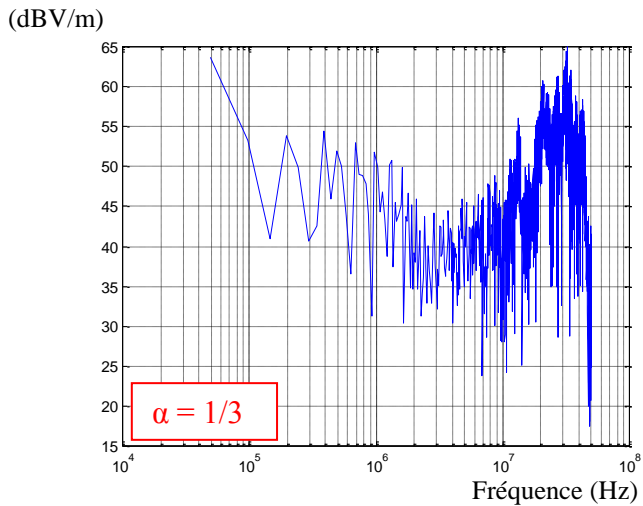


Fig. 5-22 : Spectre du champ électrique rayonné en fonction du rapport cyclique

● Légère diminution de 5dB environ pour f supérieure à 1MHz.

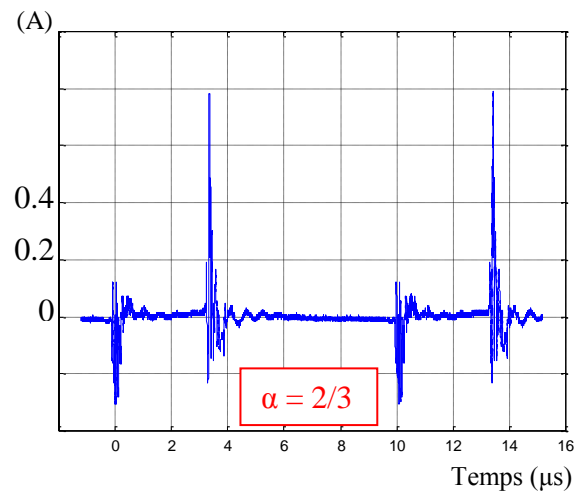
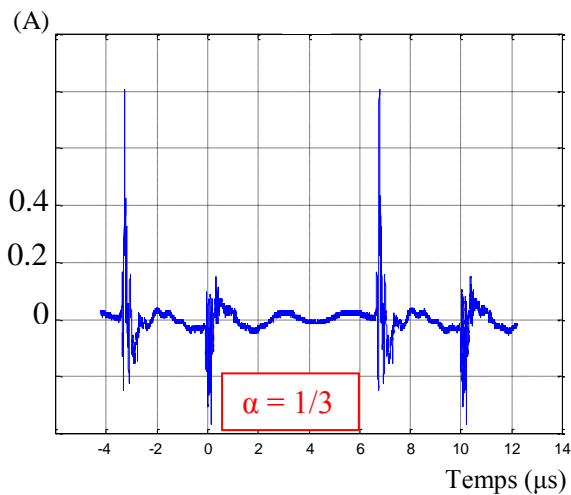


Fig. 5-23 : Perturbations conduites en fonction du rapport cyclique

● Pas de changement.

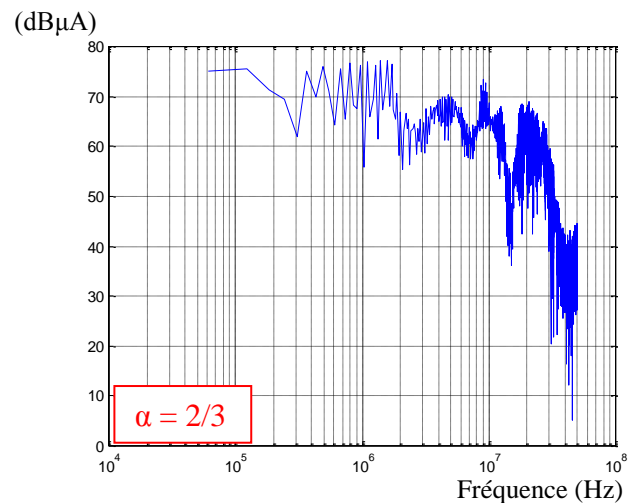
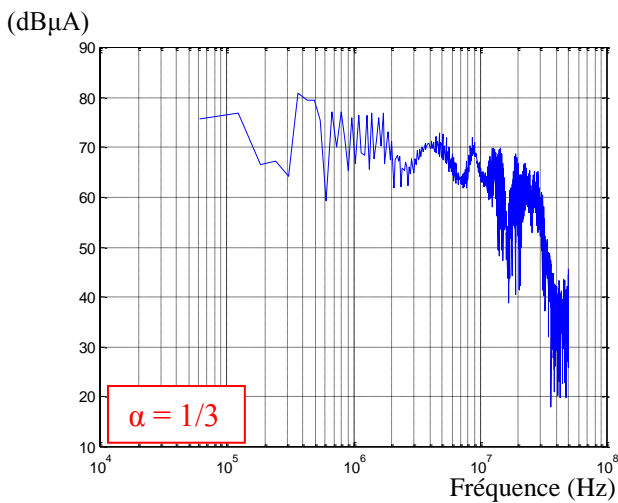


Fig. 5-24 : Spectre des perturbations conduites en fonction du rapport cyclique

● Pas de changements notables sur les perturbations électromagnétiques produites.

Nous voyons que la variation du rapport cyclique est inopérante sur la qualité et la quantité des perturbations émises par le hacheur, qu'elles soient rayonnées ou conduites. En effet, le rapport cyclique est un paramètre qui définit uniquement les durées de fermeture et d'ouverture du transistor qui sont deux états permanents stables. Les perturbations électromagnétiques sont issues de régimes variables.

5.6- INFLUENCE DU MODE DE COMMUTATION

Le mode de commutation définit le type et la rigidité des contraintes électriques internes et externes appliquées au transistor pendant ses commutations. Dans cette partie, nous allons voir de quelle manière la nature de la commutation influe, ou non, sur la qualité des perturbations électromagnétiques produites par le hacheur. En ce sens, nous allons comparer les perturbations électromagnétiques rayonnées et conduites produites par le hacheur à commutation forcée (**HCF**) qui est par nature une commutation "dure", et par un hacheur quasi résonant (**HQR**) qui présente une commutation "douce". Les signaux ont été relevés pour le même point de fonctionnement pour les deux hacheurs, c'est-à-dire avec une tension d'alimentation de 100V, une fréquence de découpage de 100kHz, un courant de charge de 3A et un rapport cyclique de 1/3.

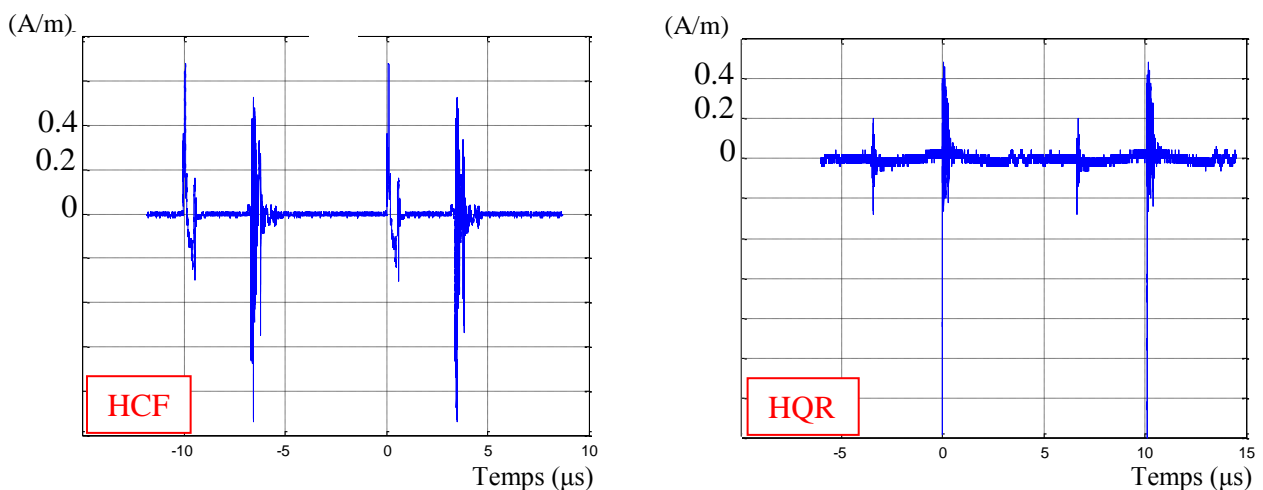


Fig. 5-25 : Champ magnétique rayonné pour les deux commutations

● *Diminution significative de l'amplitude lors des commutations surtout lors de la fermeture. Moins d'ondulations.*

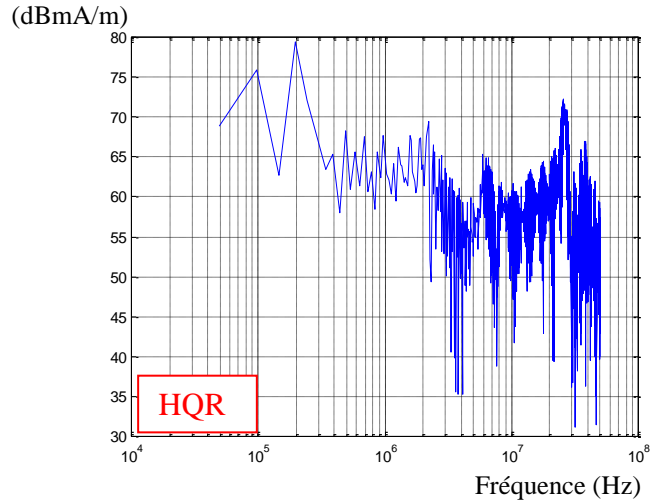
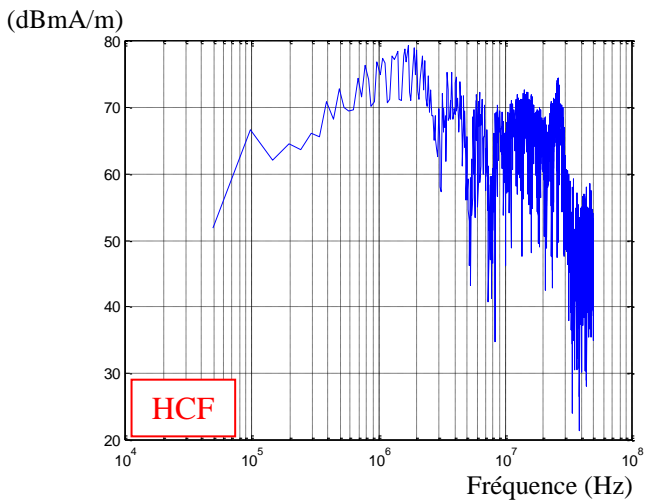


Fig. 5-26 : Spectre du champ magnétique rayonné pour les deux commutations

- *Même chose sauf pour une fréquence voisine de 20-30 MHz.*

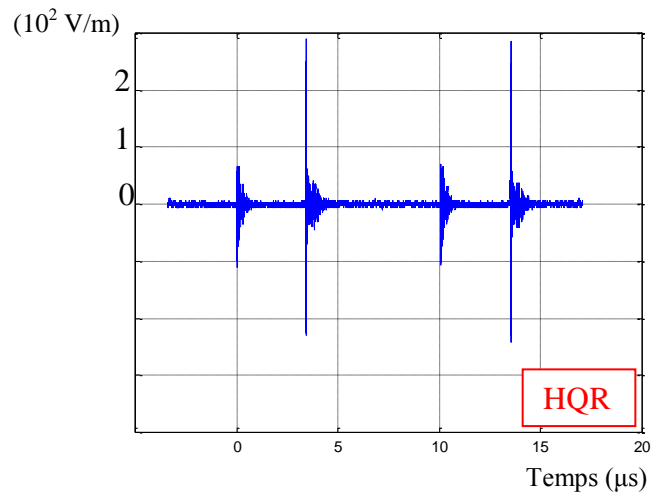
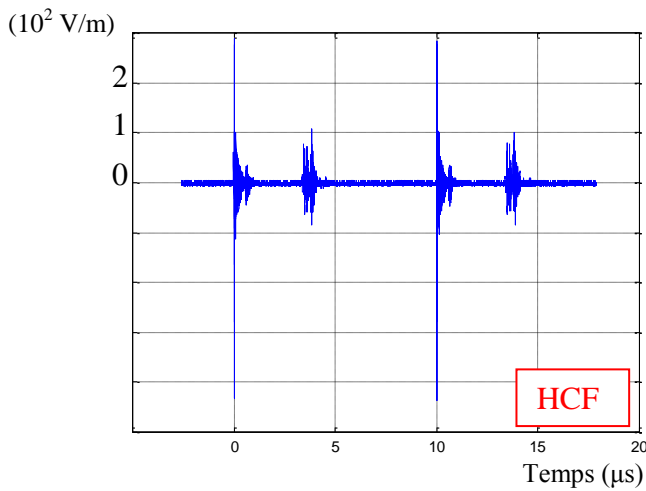


Fig. 5-27 : Champ électrique rayonné pour les deux commutations

- *Diminution des amplitudes lors de la fermeture et augmentation lors de l'ouverture.*
Moins d'ondulation lors de la fermeture, ondulations rapidement amorties.

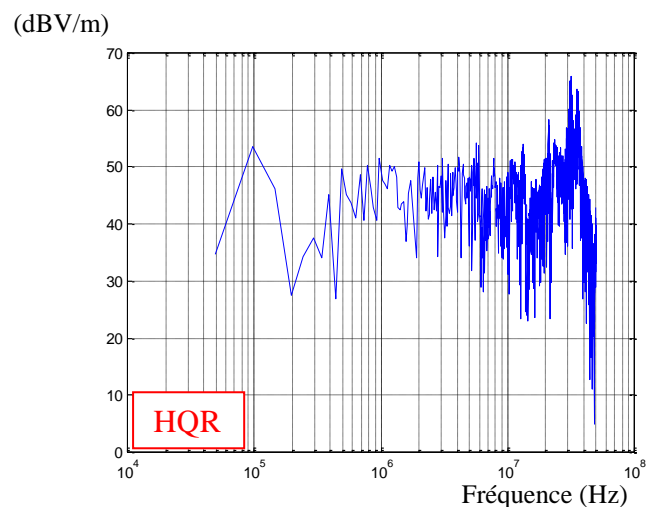
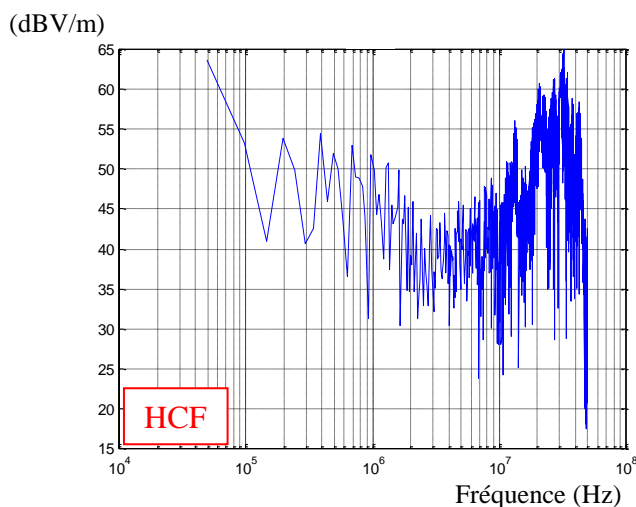


Fig. 5-28 : Spectre du champ électrique rayonné pour les deux commutations

- *Diminution des amplitudes dans 0.1-1MHz. Augmentation dans 1-10MHz.*

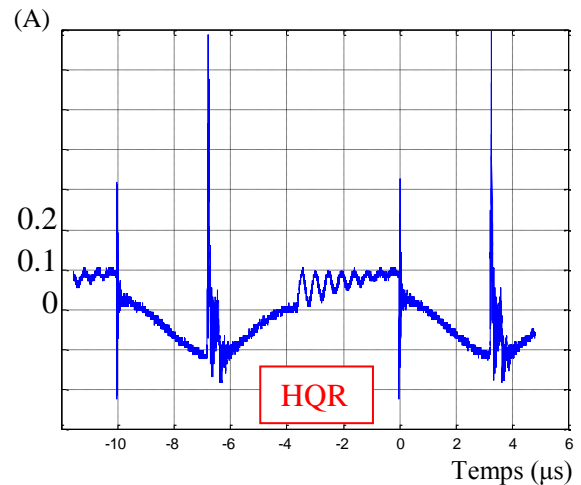
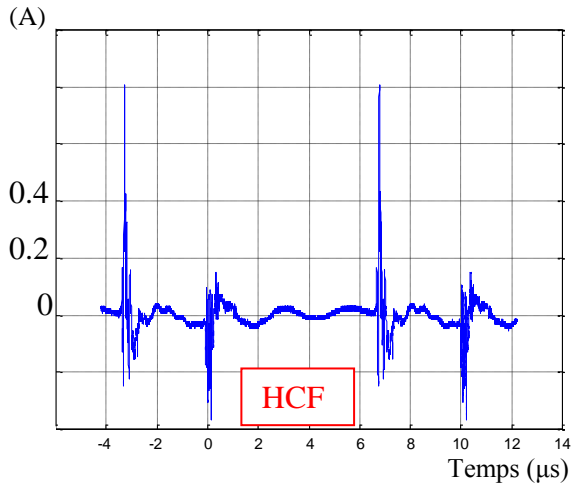


Fig. 5-29 : Perturbations conduites pour les deux commutations

● *Diminution des amplitudes lors de la fermeture, le contraire lors de l'ouverture. Moins d'ondulations lors de la fermeture rapidement amorties.*

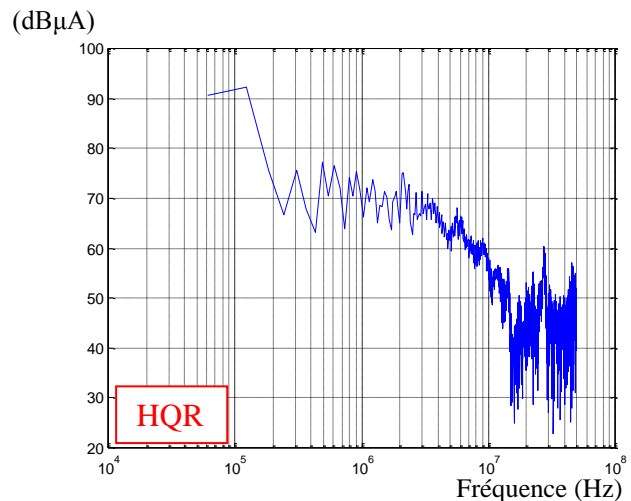
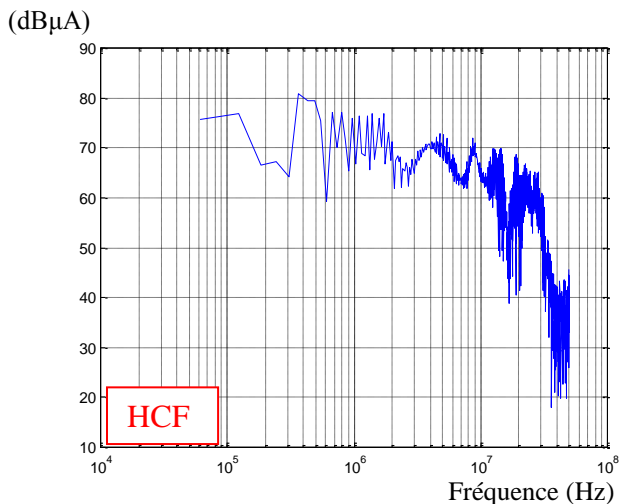


Fig. 5-30 : Spectre des perturbations conduites pour les deux commutations

● *Chute des amplitudes pour f supérieure à 200kHz. Augmentation pour f supérieure à 10MHz.*

Globalement, nous avons une diminution des perturbations électromagnétiques, qu'elles soient rayonnées ou conduites. Cela vient du fait que dans la commutation à résonance, le transistor subit des contraintes moins importantes, qualifiant celle-ci de "douce" par opposition à la commutation "forcée" où les contraintes électriques appliquées à l'interrupteur sont sévères. Ceci est visible si on considère l'évolution du courant I_{DS} dans les deux cas, Fig. 3-36 et 4-7. Nous remarquons que les gradients des courants sont plus accentués dans le cas de la

commutation forcée, or, ne l'oublions pas, les gradients sont un paramètre primordial dans la génération des perturbations électromagnétiques générées par un convertisseur statique.

5.7- EFFET DU VIELLISSEMENT DU TRANSISTOR

En Electricité en général, et en Electronique de Puissance en particulier, le développement industriel a imposé un critère de commercialité qui est devenu, au fil du temps, inévitable, c'est l'intégration qui répond au souci de l'encombrement. Ceci conduit à la conception de semi-conducteurs compacts et travaillant à haute fréquence, l'élévation des valeurs de cette dernière répondant au même souci sus cité. Bien sûr, cela n'a pas été sans conséquence, la première, et la plus importante, est que les contraintes électriques appliquées à ces composants s'en trouvant renforcées [1, 2, 3].

En Electronique de Puissance, les transistors sont utilisés en commutation seulement. Ainsi, les contraintes subies induisent une énergie thermique, dissipée certes, mais qui occasionne des phénomènes d'usure mécanique appelé fatigue thermique. Un effet cumulatif de cette fatigue entraîne des efforts de cisaillement au niveau de la soudure semi-conducteur-boîtier. A terme, on observe l'apparition de microfissures [4, 5]. Nous insistons sur le fait que le paramètre le plus important, ce n'est pas tant l'élévation de la température interne du transistor, que le gradient de celle-ci.

Il est important de signaler que la fatigue thermique n'est pas la seule cause des défaillances qui pourraient survenir lors d'un fonctionnement normal des composants, mais elle demeure la principale dans la majorité des cas [6]. En effet, le transistor étant un matériau composite, ces gradients induisent des dilatations différentielles qui pourraient provoquer des contraintes mécaniques dépassant largement la limite élastique des matériaux utilisés. Lors du fonctionnement du convertisseur, la répétitivité cyclique de ces contraintes entraîne le phénomène de fatigue thermique et une "mémorisation" du domaine plastique. Ainsi, le matériau composite accumule graduellement les contraintes jusqu'à atteindre un état limite qui est le seuil de rupture [4].

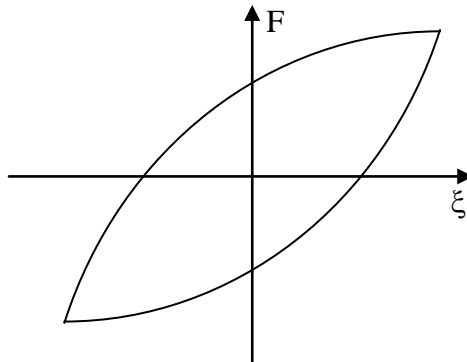


Fig. 5-31 : Cycle contrainte F-déformation ξ

Pour un matériau quelconque homogène, la résistance à la fatigue thermique est décrite par la

$$N_r = C(\Delta\xi_p)^{-n}$$

loi de Coffin-Manson, [7]:

avec N_r : nombre de cycles avant rupture,

C, n : constantes caractéristiques du matériau,

$\Delta\xi_p$: amplitude des déformations plastiques.

En ce qui concerne les semi-conducteurs, cette loi a été affinée afin de tenir compte d'autres paramètres. Le plus important est la fluctuation de la température Δt_j de la jonction. Nous avons aussi la diversité des valeurs des coefficients d'expansion thermique des matériaux

$$N = A \cdot \exp\left(\frac{\Psi}{\Delta t_j (\alpha_1 - \alpha_2) L}\right)$$

constituant le semi-conducteur. La nouvelle relation est :

Avec N : nombre de cycles à ruptures,

Ψ, A : constantes caractéristiques du transistor,

α_1 : coefficient de dilatation du silicium,

α_2 : coefficient de dilatation du cuivre,

L : dimension maximale de la puce.

Il nous est donc paru intéressant de voir quelle serait l'influence de cette fatigue thermique sur les perturbations électromagnétiques produites par les convertisseurs statiques.

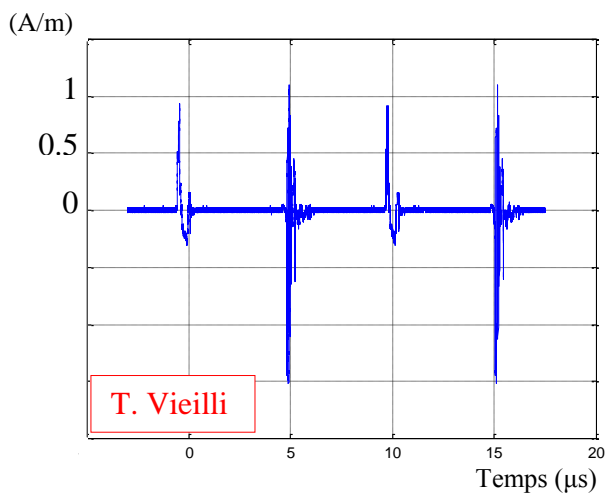
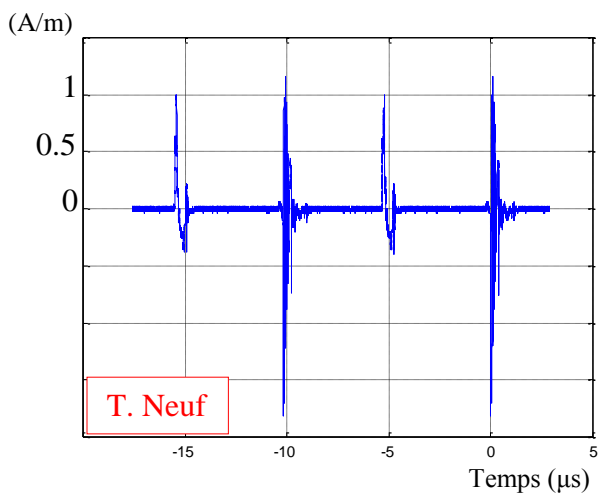


Fig. 5-32 : Effet du vieillissement sur le champ magnétique rayonné

● *Diminution légère*

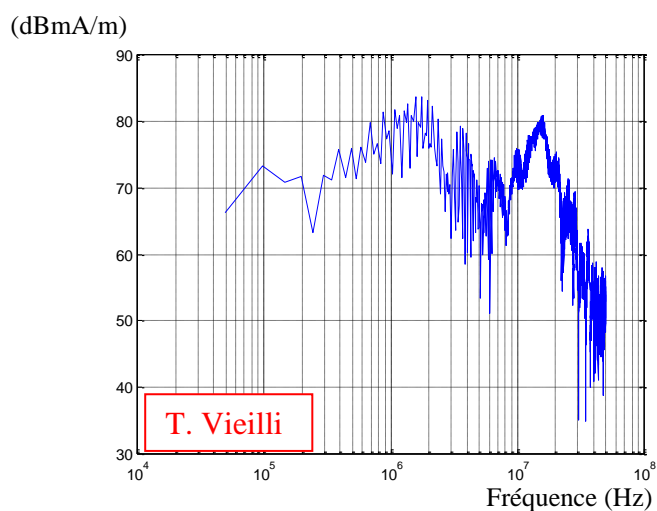
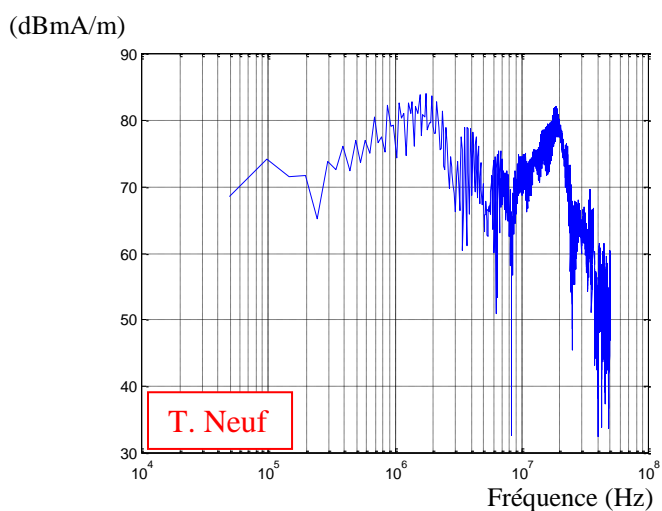


Fig. 5-33 : Effet du vieillissement sur le spectre du champ magnétique rayonné

● *Pas de changement notable*

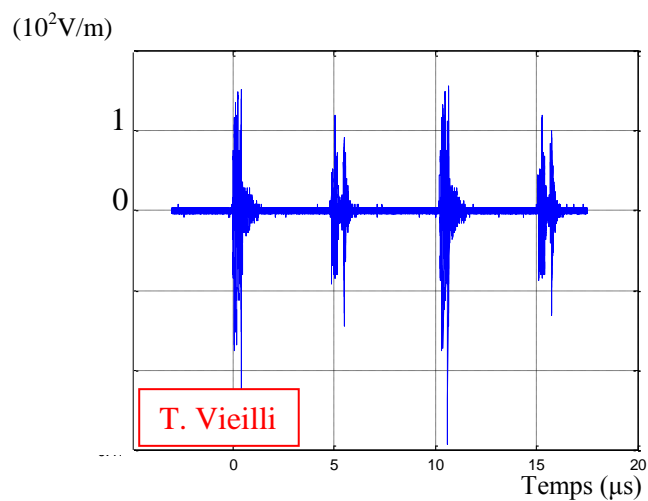
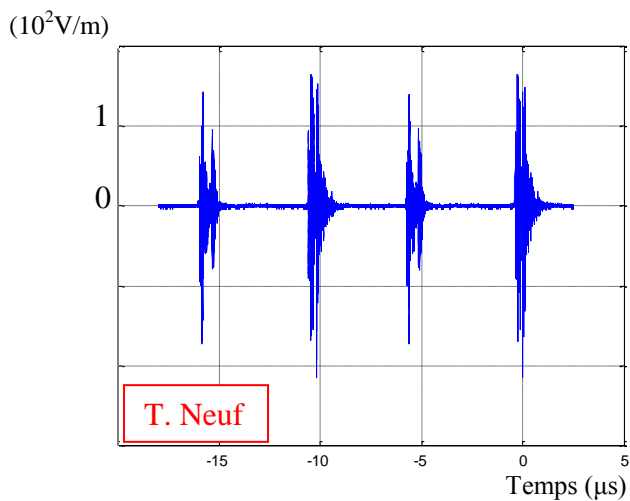


Fig. 5-34 : Effet du vieillissement sur le champ électrique rayonné

● *Diminution légère*

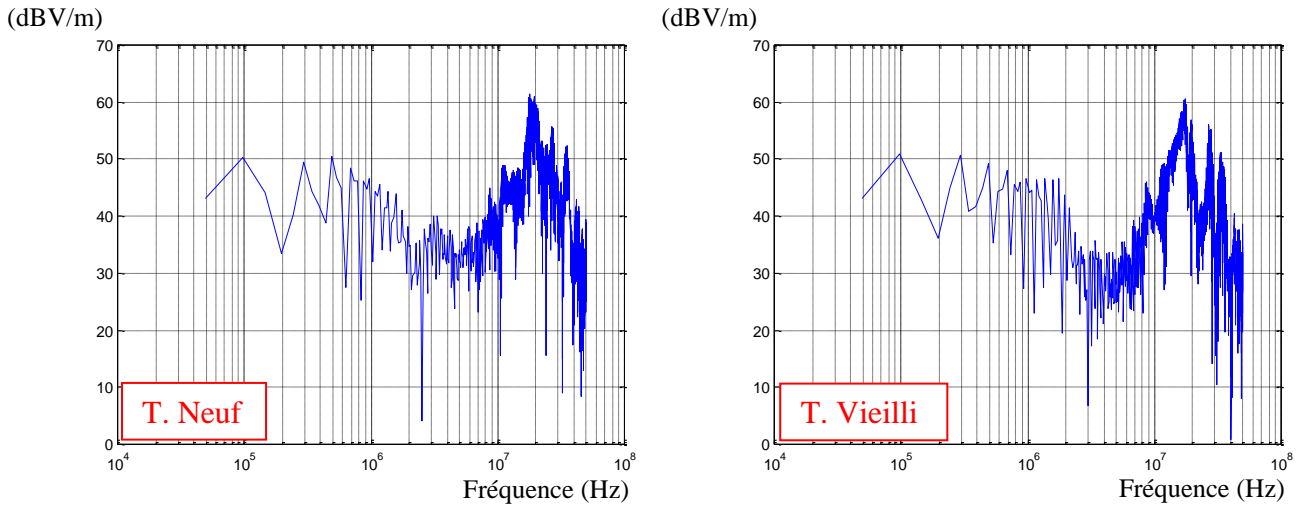


Fig. 5-35 : Effet du vieillissement sur le spectre du champ électrique rayonné

● *Pas de changement*

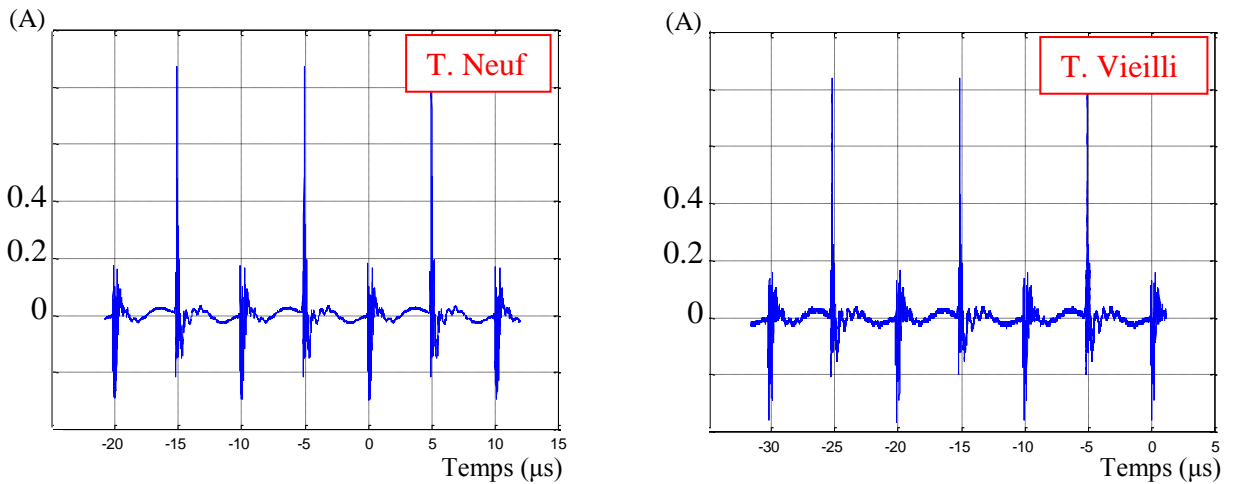


Fig. 5-36 : Effet du vieillissement sur les perturbations conduites

● *Diminution légère*

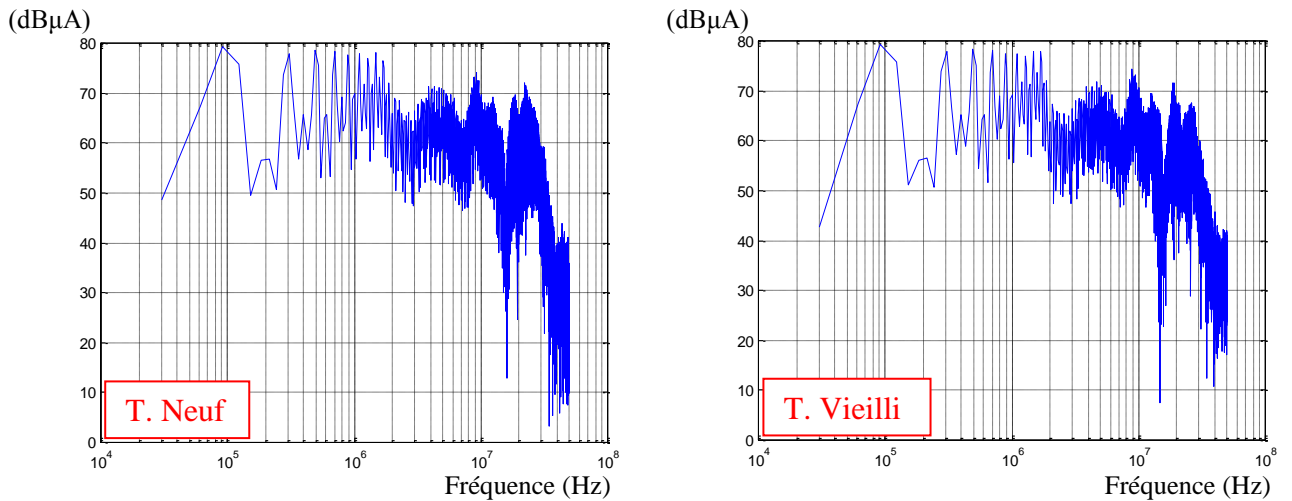


Fig. 5-37 : Effet du vieillissement sur le spectre des perturbations conduites

● *Pas de changement.*

Globalement, nous observons une légère diminution des amplitudes des perturbations électromagnétiques produites. Le vieillissement d'un transistor agit sur son temps de réponse et sa réaction aux contraintes électriques qui lui sont appliquées. Cet émoussement influe négativement sur ses performances électriques mais positivement sur les perturbations électromagnétiques engendrées par le hacheur.

5.8- CONCLUSION

Il est indéniable qu'un convertisseur qui fonctionne hors de son point nominal ne produit pas les mêmes perturbations électromagnétiques que celles relatives à ce point. Cependant, nous avons vu tout au long de ce chapitre que seul le rapport cyclique n'influe pas sur la quantité et la qualité de ces perturbations.

On notera deux conséquences diamétralement opposées liées à la nature du convertisseur, à savoir :

- d'une part, le vieillissement du transistor qui, malgré ses conséquences directes sur le fonctionnement, influe positivement sur les perturbations,
- et d'autre part, les paramètres électriques que sont le courant de charge, la tension d'alimentation et la fréquence de découpage, qui influent négativement sur ces perturbations.

Il est donc conseillé de fixer une limite de variation de ceux-ci si on veut limiter le degré de pollution du convertisseur.

De plus, le mode de commutation est un paramètre très important. Il l'est du point de vue électrique, la commutation douce, comme son nom l'indique, "adoucit" les contraintes subies par le transistor, et du coup, les perturbations rayonnées et conduites produites lors des commutations de ce transistor. Nous avons donc intérêt à opter pour une telle commutation dans un but électrique mais, surtout, électromagnétique en même temps.

5.9- BIBLIOGRAPHIE

- 1- S. JANUSZEWSKI, "Causes and mechanisms of semiconductor device failures in power converter service conditions", EPE, Seville 1995.
- 2- M. JOLION, M. SEGUY, "Cuisson à induction et compatibilité électromagnétique", EPURE N°42, Avril 1994, pp; 3-13.

- 3- P. A. ALOÏSI, "Failure diagnosis in medium power semiconductors", EPE Florence 1991.
- 4- M. KHELIF, "Contribution à l'étude et la prédiction des défauts de vieillissement par fatigue thermique des composants électroniques de puissance", Thèse de Doctorat ECLyon, Novembre 1994.
- 5- C. CAREL, "Défaillance des composants électroniques", REE N°5, Novembre 1995, pp. 58-64.
- 6- E.A. AMERASEKERA, D.S. CAMPBELL, "Failure mechanisms in semiconductor devices", Wiley and Sons 1987.
- 7- R. CAZAUD, G. POMEY, R. RABBE, C. JANSSEN, "La fatigue des métaux", Dunod 1969.

CONCLUSION GENERALE

Nous vivons actuellement dans un environnement électromagnétique multifréquences qui se densifie au fil du temps. Il est donc nécessaire, primordial même, d'identifier les sources de ces perturbations électromagnétiques et de comprendre les mécanismes de leur génération.

La CEM est la discipline qui traite ce type de problèmes. Nous avons vu qu'elle fait appel à plusieurs autres disciplines comme l'Electrotechnique, l'Electronique et l'Electromagnétisme. Il n'existe pas de limite claire entre elles.

Parmi toutes les sources de pollution électromagnétique avérées, les dispositifs électriques à commutation en général et les convertisseurs statiques de l'Electronique de Puissance en particulier possèdent une place prépondérante.

Dans notre étude, nous avons vu qu'un convertisseur statique était une source non négligeable de perturbations électromagnétiques conduites et rayonnées. Nous avons montré que ces perturbations, ainsi que leur processus de génération, sont étroitement liées aux commutations de l'interrupteur de puissance du convertisseur.

Nous avons mis en relief les conséquences des imperfections des composants et des liaisons constituant le convertisseur. Ces conséquences se résument en une modification fondamentale des signaux électriques présents dans les différentes mailles et branches du convertisseur pendant le fonctionnement. En effet, ces imperfections induisent des résonances multiples qui produisent à leur tour des ondulations hautes fréquences qui se superposent aux signaux électriques présents.

Prédéterminer ces perturbations est possible. C'est ce que nous avons montré par une méthodologie d'étude CEM des convertisseurs statiques. Cette méthodologie s'applique en deux étapes, à savoir :

- une modélisation du convertisseur qui doit faire ressortir tous les intervenants dans le fonctionnement réel. Dans cette modélisation, tous les constituants actifs et passifs du convertisseur sont remplacés par leurs modèles respectifs, sans oublier les différents couplages et diaphonies qui sont représentés par des inductances et des capacités équivalentes;
- une simulation du fonctionnement du convertisseur. Elle permet de voir comment évoluent les courants et les tensions électriques dans le convertisseur. Les signaux obtenus sont très proches de la réalité et peuvent ainsi rendre compte des performances du convertisseur étudié.

Nous avons aussi constaté qu'hormis le rapport cyclique, la variation des paramètres du fonctionnement tels que la tension d'alimentation, l'intensité du courant de charge et la

fréquence de découpage, avait une action directe sur les perturbations électromagnétiques générées. Ceci permet d'affirmer sans risque d'erreurs que les perturbations conduites et rayonnées produites par le convertisseur lors de son fonctionnement dépendent de son point de fonctionnement, point pour lequel le convertisseur a été dimensionné et optimisé. Un autre facteur ayant une influence considérable sur la génération des perturbations électromagnétiques, est le mode de commutation adopté pour le convertisseur. En effet, les perturbations électromagnétiques prennent naissance suite aux réactions de l'interrupteur de puissance aux contraintes électriques subies pendant les commutations. "Adoucir" ces contraintes ne pourrait que réduire ces réactions et, par suite, diminuer les perturbations électromagnétiques produites. La commutation douce trouve ici pleinement son rôle et son importance.

Introduire la CEM lors de la conception d'un équipement électrique est devenu une nécessité qui ne souffre d'aucun doute. Il y a une vingtaine d'années, les problèmes de CEM n'étaient abordés qu'après la conception du produit. On effectuait les tests d'homologation sur un prototype, ensuite on procédait aux éventuelles modifications pour rendre le produit conforme aux normes en vigueur. Choses qui relèvent plus du bricolage que du travail scientifique. Cette façon de faire augmentait le prix de revient du produit. Par ailleurs, il est plus judicieux, et moins onéreux, de durcir un équipement électrique contre les éventuelles perturbations électromagnétiques auxquelles il serait soumis, que de le blinder après réalisation et installation, ce qui serait moins intelligent et plus coûteux.

Enfin, ce travail gagnerait beaucoup à être développé notamment pour les convertisseurs statiques de grande puissance et fonctionnant à des fréquences élevées. A titre d'exemple, nous pouvons citer les systèmes HVDC (transport d'énergie en courant continu haute tension) ou encore, le transport du courant continu à haute tension.

REFERENCES

- 1- P. DEGAUQUE, J. HAMELIN, "Compatibilité Electromagnétique", Dunod 1990.
- 2- A. CHAROY, "Compatibilité Electromagnétique", Tomes 1 à 4, Dunod 1992.
- 3- J. LEFEBVRE, F. RODRIGUEZ, P. RIAUBLANC, J. M. CLAVEAU, J. P. - APARICIO, C. MIGEON, M. RENARD, "Vulnérabilité des équipements aux contraintes électromagnétiques rayonnées et conduites", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.
- 4- P. A. DEPARIS, "Les systèmes de transport ferroviaire et la CEM", REE N°4, Avril 1991, pp. 59-61.
- 5- T. WILLAMS, "Compatibilité Electromagnétique, de la conception à l'homologation", Publitrone/Elektor 1995.
- 6- J. L. COCQUERELLE, "CEM et électronique de puissance", Ed. Technip 1999.
- 7- R. SCHEICH, J. ROUDET, "EMI conducted emission in the differential mode emanating from an SCR, phenomena and noise level prediction", IEEE trans. On Power Electronics, Vol. 10, N°2, March 1995.
- 8- T. SHIMIZA, T. SHIOGA, "Characteristics of electric power transmission on high-frequency inverter having distributed constant line at load side", IEEE trans. On Industrial Electronics, Vol. 38, N°2, avril 1991.
- 9- F. NDAJIGIMANA, J. CHILO, "Couplage de mode commun dans un assemblage boîtier-circuit intégré", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.
- 10- M. SEGUY, "Le label "Induction Plus"", RGE N°11, Décembre 1991, pp. 9-12.
- 11- B. LU, "Contribution à l'étude du rayonnement en champ électromagnétique proche des circuits en électronique de puissance", Thèse de Doctorat de l'ECLyon, Mai 1990.
- 12- 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.
- 13- A. PUZO, "Contribution à l'étude des perturbations rayonnées par les convertisseurs statiques haute fréquence", Thèse de Doctorat de l'ECLyon, Juin 1992.
- 14- J. L. SCHANEN, "Intégration de la CEM dans la conception de convertisseurs en électronique de puissance", Thèse de Doctorat INPGrenoble, Janvier 1994.
- 15- R. TAHMI, " Les champs électromagnétiques et la santé humaine", Conférence présentée lors de la Journée d'Etudes sur la CEM, JCEM'01, EMP Alger Avril 2002.
- 16- R. TAHMI, " La Compatibilité Electromagnétique, phénomènes et enjeux", Conférence présentée lors de la Journée d'Etudes sur la CEM, JCEM'01, EMP Alger Avril 2002.
- 17- J. M. BERGES, "Compatibilité Electromagnétique, les phénomènes, les effets, les enjeux", REE N°4, Avril 1996, pp. 10-11..
- 18- J. M. BERGES, " La normalisation en CEM, directive 89.336 et marquage CEM", REE N°5, Nov. 1995, pp. 18-21.
- 19- M. C. BAUSSE, "La normalisation en compatibilité électromagnétique, historique et contexte international", REE N°5, Novembre 1995, pp. 14-17
- 20- C. CAREL, J. M. BERGES, "Impact d'une impulsion haute altitude sur les systèmes civils", REE N°4, Avril 1996, pp. 71-75.
- 21- N. DERBEL, H. Da COSTA ABRANTES, G. CLERC, E. BESSAUDOU, P. AURIOL, "Propagation des perturbations dans une installation électrique basse tension", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.
- 22- R. TAHMI, A. MEKREBI, M. YANTREN, "Rayonnement d'un redresseur PD2 et du hacheur de Jones", International Conference on Electrotechnics ICEL'98, USTOran Octobre 1998.

- 23- M. KANDA, D. A. HILL, "A three loop-method for determining the radiations characteristics of an electrically small source", IEEE trans. On Electromagnetic compatibility, Vol. 3N, N°1, February 1992.
- 24- A. COURGENOU, "CEM, l'industriel face à la réglementation européenne", Revue Pratique de Contrôle Industriel, Février 1995.
- 25- C. AMALRIC, "L'habillage CEM", Electronique N°72, Juillet 1997, pp. 76-79.
- 26- X. YANG, J. NUNS, "Perturbations conduites et rayonnées en chauffage par induction", Note technique EDF, Réf. HE-26/94/012, 1994.
- 27- G. CHAMPIOT, "La normalisation en CEM", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.
- 28- J. DELABALLE, R. CALVAS, "Coexistence courants forts-courants faibles", REE N°4, Avril 1996, pp. 33-38.
- 29- J. BAUDET, H. LESTIENNE, O. DRUANT, B. DEMOULIN, "Sensibilité des composants électroniques intégrés soumis à des champs perturbateurs", REE N°5, novembre 1995, pp. 50-57.
- 30- F. MERIENNE, "Influence de l'interaction puissance-commande sur le fonctionnement des convertisseurs d'électronique de puissance, simulation fine, recherche de règles de conception", Thèse de Doctorat INPGrenoble Janvier 1996.
- 31- F. J. AIRES de BRITO, J. PISSOLATO, "Electrical perturbation detection in telecommunications lines", EMC'92 China.
- 32- S. ISKRA, I. P. Mac FARLANE, "H-field sensor measurement errors in the near-field of a magnetic dipole", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. 31, N°3, pp. 306-311, Aug. 1989.
- 33- J. D. GAVENDA, "Near-field corrections to site attenuation", IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, Vol. 36, N° 3, pp. 213-220, Aug. 1994.
- 34- M. LUBINEAU, E. SICARD, C. HUET, J. C. POURTAU, S. OLLITRAULT, Ch. MAROT, "La mesure CEM sur composant, état de l'art", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.
- 35- S. FICHEUX, Y. LERASLE, E. PRETET, "Résultats des mesures des essais d'intercomparaison en chambre CEM Véhicule", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.
- 36- M. B. MARTIN, M. BARILLEAU, "Etude et mesure de cellule TEM avec absorbants ferrite", 6° Colloque International et Exposition sur la CEM, Lyon Juin 1992.
- 37- L. HUMBERT, G. ROJAT, "Influence de la précision d'un modèle de liaison électrique dans la simulation des phénomènes électromagnétiques au sein des convertisseurs statiques", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.
- 38- F. OMS, "Simulation numérique des convertisseurs statiques, prise en compte des modèles fins des composants dans le logiciel Script", Thèse de Doctorat de l'INPToulouse, Novembre 1990.
- 39- W. TEULINGS, "Prise en compte du câblage dans la conception et la simulation des convertisseurs de puissance, performances CEM", Thèse de Doctorat INPGrenoble, Avril 1992.
- 40- C. BATARD, "Interactions composants-circuits dans les onduleurs de tension, caractérisation-modélisation-simulation", Thèse de Doctorat INPToulouse, juillet 1992.
- 41- C. R. PAUL, "Introduction to electromagnetic compatibility", John Wiley and Sons 1992.
- 42- J. J. GOEDBLOED, "Electromagnetic Compatibility", Kluwer Techniek 1995, Prentice Hall.
- 43- E. LAVEUVE, J. P. KERADEC, F. LAPPAS, "Un obstacle à la montée en fréquence, les éléments bobinés", Electronique de Puissance du Futur, Toulouse Oct. 1990.

- 44- L. GERBAUD, C. LECHEVALIER, A. BOLOPIAN, J. BIGEON, "Modélisation et simulation à topologie variable des convertisseurs statiques et des entraînements électromécaniques", *The European Physical Journal Applied Physics* 2, pp. 235-251, 1998.
- 45- L. B. GRAVELLE, R. F. WILSON, "EMI/EMC in printed circuits boards, a literature review", *IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility*, Vol. 34, N° 2, pp. 109-116, May 1992.
- 46- G. DEVILLE, A. ZEDDAM, "Compatibilité électromagnétique et liaisons blindées", *REE* N°5, Nov. 1995, pp.43-49.
- 47- I. HOCHART, Y. NGUYEN, B. DEMOULIN, "Modélisation du couplage entre les pistes d'un circuit imprimé, application sur une maquette comportant des circuits logiques", 9° Colloque Int. Et Expo. Sur la CEM, Brest 1998.
- 48- W. A. CRONJE, J. A. FERREIRA, J. D. VAN WYK, "Determining structural impedances", *EPE*, Firenze 1991.
- 49- H. PIQUET, F. OMS, Y. CHERON, "Simulation numérique des convertisseurs statiques, les performances du logiciel SCRIPT", *RGE* N°1, Janvier 1990, pp. 17-27.
- 50- H. MOREL, "Simulations comportementales en électronique de puissance, *RGE* N°1, Janvier 1990, pp. 65-73.
- 51- S. MIYAZAKI, T. NAKAJIMA, E. MASADA, "Study of switching characteristics of GTO with Spice model", *EPE*, Firenze 1991.
- 52- R. TAHMI, A. BEROUAL, "Pspice and Matlab based investigation of electromagnetic compatibility of switch mode converters", *Archives of Electrical Engineering*, Vol. LII, N°1, pp. 71-84, 2003.
- 53- P. W. TUINENGA, "Guide pour l'analyse et la simulation de circuit avec Pspice", Prentice Hall, 1994.
- 54- S. JANUSZEWSKI, "Causes and mechanisms of semiconductor device failures in power converter service conditions", *EPE*, Seville 1995.
- 55- M. JOLION, M. SEGUY, "Cuisson à induction et compatibilité électromagnétique", *EPURE* N°42, Avril 1994, pp; 3-13.
- 56- P. A. ALOÏSI, "Failure diagnosis in medium power semiconductors", *EPE* Florence 1991.
- 57- M. KHELIF, "Contribution à l'étude et la prédiction des défauts de vieillissement par fatigue thermique des composants électroniques de puissance", Thèse de Doctorat ECLyon, Novembre 1994.
- 58- C. CAREL, "Défaillance des composants électroniques", *REE* N°5, Novembre 1995, pp. 58-64.
- 59- E.A. AMERASEKERA, D.S. CAMPBELL, "Failure mechanisms in semiconductor devices", Wiley and Sons 1987.
- 60- R. CAZAUD, G. POMEY, R. RABBE, C. JANSSEN, "La fatigue des métaux", Dunod 1969.

ملخص

التوافق المغنطيسي تخصص علمي يهتم بالمشاكل الناتجة عن إستعمال الطاقة الكهربائية. هذه الطاقة تعد نظيفة، لكن ينتج عن إستعمالها إنعكاسات سلبية عن المحيط الصناعي بصفة عامة. هذه الإنعكاسات تعتبر تلوث كهرومغنطيسي ناتج عن إستخدام المعدات الكهربائية و الألكترونية. في عملنا المطروح أدناه، تعرضنا لهذا التلوث في مجال محولات الطاقة الكهربائية. نقدم دراسة حول التشويشات الكهرومغنطيسية المشعة و الموصلة الناتجة عن محول كهربائي ساكن. للقيام بدراسة تنبؤية لهذه التشويشات، قمنا بتكييف للمحول يمكننا بقيام دراسة كهرومغنطيسية لعمله. تثبت صحة هذا التكيف بمقارنة بين النتائج النظرية و التجريبية. هذا كله يسمح لنا بتطبيق التكيف على جميع المحولات الكهربائية الساكنة. أخيرا، نتطرق إلى تأثيرات العوامل الكهربائية على كيفية عمل المحول. عملنا يؤكد على أهمية الطرف الأساسي للمحول و هو الترانزستور، و هذا تؤشر عليه مقارنة بين محولين يعملان لهدف واحد و لكن كل بطريقته الخاصة.

كلمات مفتاحية : التوافق الكهرومغنطيسي، المحول الكهربائي الساكن، التشويشات الكهرومغنطيسية، التكيف.

Abstract

Electromagnetic Compatibility is a discipline which deals with problems involved in the use of the electric power. Indeed, if this energy is considered clean, its use is not without consequence on the industrial environment. There is an electromagnetic pollution which is produced during the operation of the electric and electronic equipments. In our work, we approached this topic in Power Electronics. We present an electromagnetic study of radiated and conducted disturbances generated by a static converter. In order to carry out a predictive study of these disturbances, study necessary when designing this converter, we present a modeling of this converter which makes it possible to carry out an "electromagnetic" study of this operation. This modeling is supported by a comparison between the experimental results and those theoretical. It can be applied to all static converters. We present also the influence of electric parameters of operation on the quality of these disturbances. Our work insists on the role of the key element of the converter which is the electric switch. This is highlighted by standard comparison of the disturbances emitted by two converters in the same way but functioning with different modes of commutations. Then we highlighted the contribution of "soft commutation" in the limitation of the electromagnetic disturbances.

Key-words : Electromagnetic compatibility, power electronic, electromagnetic disturbances, modeling.

Résumé

La Compatibilité Electromagnétique est une discipline qui traite des problèmes liés à l'utilisation de l'énergie électrique. En effet, si cette énergie est réputée propre, son utilisation n'est pas sans conséquence sur l'environnement industriel. Il existe une pollution électromagnétique qui est produite lors du fonctionnement des équipements électriques et électroniques.

Dans notre travail, nous avons approché ce thème dans le domaine de l'Electronique de Puissance. Nous présentons une étude des perturbations électromagnétiques rayonnées et conduites générées par un convertisseur statique. Afin d'effectuer une étude prédictive de ces perturbations, étude nécessaire lors de la conception de ce convertisseur, nous présentons une modélisation de ce convertisseur qui permet d'effectuer une étude "électromagnétique" de son fonctionnement. Cette modélisation est étayée par une comparaison entre les résultats expérimentaux et ceux théoriques. Elle peut être appliquée aux autres convertisseurs statiques. Nous présentons aussi l'influence des différents paramètres électriques de fonctionnement sur la qualité de ces perturbations. Notre travail insiste sur le rôle de l'élément clé du convertisseur qui est l'interrupteur électrique. Ceci est mis en évidence par comparaison des perturbations émises par deux convertisseurs de même type mais fonctionnant avec des modes de commutation différents. Nous avons alors mis en évidence l'apport de la "commutation douce" dans la limitation des perturbations électromagnétiques produites.

Mots-clés : Compatibilité Electromagnétique, électronique de puissance, perturbations électromagnétiques, modélisation.