

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

*MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA
RECHERCHE SCIENTIFIQUE*

*ECOLE NATIONALE SUPERIEURE POLYTECHNIQUE
D'ALGER*



Laboratoire de Recherche en Electrotechnique LRE



*Département de Génie Electrique
Filière Electrotechnique*

*Mémoire
pour l'obtention du diplôme de
Magister en Electrotechnique*

*Présenté par
Sofiane FAHAS*

THEME

*CONTRIBUTION A L'ETUDE DES PERTURBATIONS
ELECTROMAGNETIQUES D'UN HACHEUR PAR LA
METHODE DES FILS FINS*

Président: O. TOUHAMI

Rapporteur: R. TAHMI

Examineurs: S. MEKHTOUB

M. TEGUAR

L. NEZLI

Professeur, ENSP

Maitre de conférences, ENSP

Maitre de conférences, ENSP

Maitre de conférences, ENSP

Maitre de conférences, ENSP



E.N.P. 10, Avenue Hassen-Badi, EL-HARRACH, ALGER

Promotion : 2009

ملخص:

تطور تكنولوجيا إلكترونيك التحكم، سمح بارتفاع ملحوظ في عدد المحولات الإلكترونية الساكنة و ذلك في كل ميادين الصناعة و الاستهلاك العام. ومن ثم الإلكترونية الحالية تمكننا من نقل خلال تموجات دائما أكبر، قوى كهربائية أكبر مع قوى تحكم دائما أصغر. هذا التعايش أصبح من جراء ذلك إشكاليا. دراسات عديدة اهتمت بدراسة طريقة توليد الارتبايات الموصولة و الشعاعية في المحولات الساكنة. تمكنت هذه الدراسات من قياس الارتبايات و إظهار تغلب بعض القواعد مثل نظام التحول. في هذا النحو شرع عملنا. أي أن الموصل الكهربائي المطبوع المستعمل في إلكترونيك التحكم، يشارك في خلق توطرات كهرومغناطيسية للمحولات الإلكترونية الساكنة و دراسة تصرفها ضروري. التحديد الدقيق لقواعدها الخطية يبدو ضروريا، طريقة النواقل الرقيقة هي المعمول بها في دراستنا لتحديد الارتبايات المنقولة وتشوه نوعية المؤشرات (les signaux) المرسله.

في الأشورات (Hacheurs) ذات التحول المفروض كما في كل لوحة إلكترونية مطبوعة وتنتمي إلى إلكترونيك التحكم. نواقل الاتصال و المجاري الكهربائية المطبوعة هي من أهم مصادر الإشعاع الكهرومغناطيسي، و ذلك بسبب تغيرات في فرق الكمون و شدة التيار، مؤديا إلى أن النواقل و المجاري الكهربائية تتصرف مثل انتانات (antennes) مشعة بحقول كهربائية و مغناطيسية. دراستنا كانت متحورة حول حساب الحقول الكهرومغناطيسية المشعة.

Résumé :

L'évolution des technologies dans l'électronique de puissance a permis un accroissement important du nombre de convertisseurs statiques dans tous les domaines industriels et grand public. Par ailleurs, L'électronique actuelle, nous amène à véhiculer durant des fréquences de plus en plus grandes (réduction de temps), des puissances de plus en plus importantes avec des puissances de pilotages de plus en plus faibles. Cette cohabitation est devenue par conséquent assez problématique

De nombreux travaux, se sont attachés à étudier les mécanismes régissant la généralisation des perturbations conduites et rayonnées dans les convertisseurs statiques. Ils ont permis de quantifier les perturbations, et de mettre en évidence la prédominance de certains paramètres, tels que le mode de commutation. C'est dans cette optique que s'articule notre travail présenté. A savoir que Le câblage imprimé utilisé en électronique de puissance contribue à la création des perturbations électromagnétiques des convertisseurs statiques, l'étude de son comportement doit donc être effectuée. La théorie des lignes peut s'adapter à l'étude du comportement de ces conducteurs imprimés. La détermination précise de leurs paramètres linéiques est toutefois nécessaire. La méthode des fils fin est celle adoptée dans ce travail, pour déterminer les perturbations conduites, et alternant la qualité ses signaux émis.

Dans les hacheurs à commutation forcée, tout comme dans tout circuit imprimé appartenant à l'électronique de puissance, les fils de connexions et pistes de circuits imprimés, sont les principales sources de rayonnement électromagnétique, du fait de la variation des tensions et courants, implique que ces derniers (fils et pistes) se comportent comme des antennes rayonnantes en champ électrique et magnétique. Notre travail, a été aussi consacré au calcul de ce champ électromagnétique rayonné.

Mots clés : Perturbations électromagnétiques – Compatibilité électromagnétique – Méthode des fils fins – Convertisseurs statiques – Couplages électromagnétiques – Champ électromagnétique.

Abstract:

The evolution of technologies in the electronics of power allowed a significant increase in the number of static inverters in all the industrial fields and general public. In addition, L 'electronic current, brings us has to convey during increasingly large frequencies (reduction of time), been able issances increasingly significant with increasingly low powers of piloting. This cohabitation became by consequent rather problematic

Many works, attempted to study the mechanisms governing the generalization of the disturbances led and radiated in the static inverters. They made it possible to quantify the disturbances, and to highlight the prevalence of certain parameters, such as the mode of commutation. It is accordingly that our work presented is articulated. Namely that the printed wiring used in electronics of power contributes to the creation of the electromagnetic disturbances of the static inverters, the study of its behavior must thus be carried out. The theory of the lines can adapt to the study of the behaviour of these printed drivers. The precise determination their linear parameters is however necessary. The method of the wires lines is that adopted in this work, to determine the led disturbances, and alternating quality its signals emitted.

In the choppers with forced commutation, just like in any printed circuit pertaining to the electronics of power, the wire of connections and tracks of printed circuits, are the principal sources of electromagnetic rayonnements, because of the variation of the tensions and currents, implies that the latter (wire and tracks) behave like radiant antennas out of electric and magnetic field. Our work was also devoted to the calculation of this radiated electromagnetic field.

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier vivement les membres du jury, composé de messieurs Omar TOUHAMI Professeur à l'ENSP, Said MEKHTOUB, Lazhari NEZLI et Madjid TEGUAR, maîtres de conférences à l'ENSP, de nous avoir fait l'honneur de bien avoir voulu donner un peu de leurs temps pour évaluer notre modeste travail.

Les travaux de ce Mémoire ont été effectués au Laboratoire de Recherche en Electrotechnique du Département de Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique, sous la direction du Professeur Rachid IBTIOUEN. Qu'il en soit vivement remercié.

Ce mémoire a été à mené à terme sous la direction scientifique éclairée du Docteur Redouane TAHMI, il fut pour moi d'un soutien indéniable, à tout moment, aussi bien scientifiquement à travers la direction de ce travail avec un grand dévouement et une disponibilité constante, que psychologiquement durant les durs moments. Je tiens à le remercier du fond du cœur pour cela, et pour avoir bien voulu m'encadrer et me donner la possibilité d'explorer et étudier un thème qui me tenait tant à cœur.

Tout comme je tiens à remercier le Docteur KARIM. ALITOCHE, de l'Université Abderrahmane M.S.P.A de Bjaia, pour son aide précieuse particulièrement durant la conception des programmes de simulations des modèles étudiés.

*Tout comme j'ai une pensée particulière pour mes collègues de Post Graduation, j'ai nommé Messieurs **A. BOUZIDA** et **N. BENKHELAT**, pour leurs aides et soutiens et à tous mes amis et proches qui m'ont soutenu.*

DEDICACES

Je dédie ce mémoire tout d'abord à ma grand mère Houria qui m'a élevé, que dieu ait son âme, à mes chers parents qui ont tout sacrifié et donné pour mon éducation et mon instruction, à ma petite sœur Nassima.

Tout comme je dédie ce mémoire à ma fiancée Nacira.

Nomenclature

\vec{A} : Potentiel vecteur magnétique

\vec{B} : Vecteur induction magnétique

\vec{D} : Vecteur induction électrique

\vec{E} : Vecteur champ électrique

\vec{E}_T : Champ électrique total

\vec{H} : Vecteur champ magnétique

\vec{H}_T : Champ magnétique total

$M(r)$: Point d'observation

$M(r_1)$: Point de la structure, $R = |r - r_1|$

a : Rayon du fil

c : Vitesse de la lumière

e : Épaisseur de la piste de C.I

f : Fréquence (Hz)

h : Hauteur par rapport au plan de masse

\vec{j} : Vecteur densité de courant

\vec{n} : Vecteur normal a la surface

t : Temps

\vec{t} : Vecteur tangent a la surface

w : Largeur e la piste de C.I

β : Nombre d'onde = $\frac{2\pi}{\lambda}$

ϵ_0 : Permittivité électrique du vide

ϵ_r : Permittivité relative

λ : Longueur d'onde (m) = $\frac{c}{f}$

μ_0 : Perméabilité magnétique du vide

μ_r : Perméabilité relative

ρ_v : Densité volumique de charges

σ : Conductivité électrique

ϕ : Potentiel scalaire électrique

$\frac{\partial}{\partial t}$: Dérivée par rapport au temps

ω : Pulsation (rad) = $2\pi f$

∇ : Operateur nabla

$\nabla(g)$: *grad*g : Operateur gradient

$\nabla.g$: *div*g : Operateur divergence

$\nabla \times g$: *rot*g : Operateur rotationnel

SOMMAIRE

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

Chapitre I : Notions de Base en compatibilité électromagnétique

I. 1. Introduction	9
I. 2. La CEM fait et discipline	10
I. 3. Concept d'un système perturbé	11
I. 4. Zone d'influence des perturbations électromagnétiques	11
I. 5. Eléments perturbateurs	11
I. 6. Schéma équivalent des sources perturbatrices.....	13
I. 7. Transmission des perturbations.....	13
I. 8. Impédance de couplage	14
I. 9. Eléments perturbés	15
I. 10. Le couplage électromagnétique.....	15
I. 10. 1. Différents modes de couplage existants	15
I. 10. 2. Le couplage champ à câble.....	16
I. 10. 3. Le couplage par impédance commune	18
I. 10. 4. Le couplage câble à câble	20
I. 11. Conclusion.....	21
Bibliographie	23

Chapitre II : La CEM appliquée aux convertisseurs statiques

II. 1. Introduction à la CEM en électronique de puissance.....	25
II. 2. Généralité sur les perturbations en électronique de puissance.....	27
II. 3. Le circuit étudié : Le Hacheur à commutation forcée	29
II. 3. 1. Introduction.....	29
II. 3. 2. La simulation.....	29
II. 3. 3. Le modèle simplifié	29
a – Simulation avec prise en compte des éléments actifs uniquement	30
b – Simulation avec prise en compte des éléments actifs et passifs	35
b -1 – Le condensateur	36
b -2 – l'inductance	36
b -3 – La résistance	36
c – Simulation avec prise en compte du câblage et des pistes imprimées ...	43
II. 4. Conclusion	44
Bibliographie	46

Chapitre III : Détermination des tensions et courants par la Méthode des Fils Fins

III. 1.	Avant propos.....	50
III. 2.	Introduction	51
III. 3.	Principe de la méthode des fils fins	52
III. 4.	Caractéristique d'un "circuit équivalent"	52
III. 4. 1.	Détermination de la résistance linéique équivalente du circuit	52
III. 4. 2.	Détermination du nombre de conducteurs	54
III. 4. 2. 1.	Approche empirique.....	54
III. 5.	Application à notre circuit d'étude.....	59
III. 6.	Détermination des résistances	60
III. 7.	Conclusion.....	70
	Bibliographie	72

Chapitre IV : Détermination du Champ Electromagnétique Rayonné au dessus du Hacheur à Commutation Forcée

IV. 1.	Introduction	75
IV. 2.	Rappel sur le calcul du champ électromagnétique	75
IV. 2. 1.	Les équations de Maxwell	75
IV. 2. 2.	Détermination du potentiel vecteur magnétique et potentiel scalaire électrique	76
IV. 3.	Détermination du champ électromagnétique rayonné	78
IV. 3. 1.	Les hypothèses de calcul	78
IV. 3. 2.	Calcul du champ magnétique rayonné H	80
IV. 3. 3.	Calcul du champ électrique rayonné E	86
IV. 4.	Conclusion.....	92
	Bibliographie	93
	Conclusion générale.....	94
	Annexe.....	99

Introduction
Générale

Les systèmes électriques et/ou électroniques ne sont pas isolés de leur environnement. De l'énergie électromagnétique peut donc franchir non intentionnellement leurs frontières soit pour y pénétrer, soit pour s'en échapper. Cette énergie parasite est appelée **perturbation électromagnétique** [1].

Un équipement électrique ou électronique peut devenir victime de l'environnement électromagnétique dans lequel il opère [2]. On a su depuis les débuts de la communication radio et télégraphique, à titre d'exemple, que celles-ci, produisent des ondes électromagnétiques riches en contenu spectral, et que ces ondes peuvent causer des interférences dans divers appareils électroniques et dispositifs électriques tels que les récepteurs radio et les communications téléphoniques [1].

D'autres sources d'émissions électromagnétiques telles que la foudre, relais, moteurs électriques à courant continu, et les lampes fluorescentes produisent également des ondes électromagnétiques riches en contenu spectral et peuvent causer des interférences dans ces dispositifs. Il y a également les sources d'émissions électromagnétiques qui contiennent seulement une bande étroite des fréquences. Les lignes à haute tension de transport d'énergie produisent des émissions électromagnétiques à la fréquence industrielle 50 hertz [3].

En résumé, si nous nous intéressons à l'environnement électromagnétique d'un équipement, nous pouvons distinguer les **sources de perturbations** d'origine naturelle et les sources de perturbations artificielles qui tiennent à l'activité humaine [2].

Parmi les sources de perturbation d'origine naturelle, nous pouvons citer :

- La foudre (décharge électrique entre nuages où entre nuage et sol) ;
- Les rayonnements cosmiques et en particulier solaires

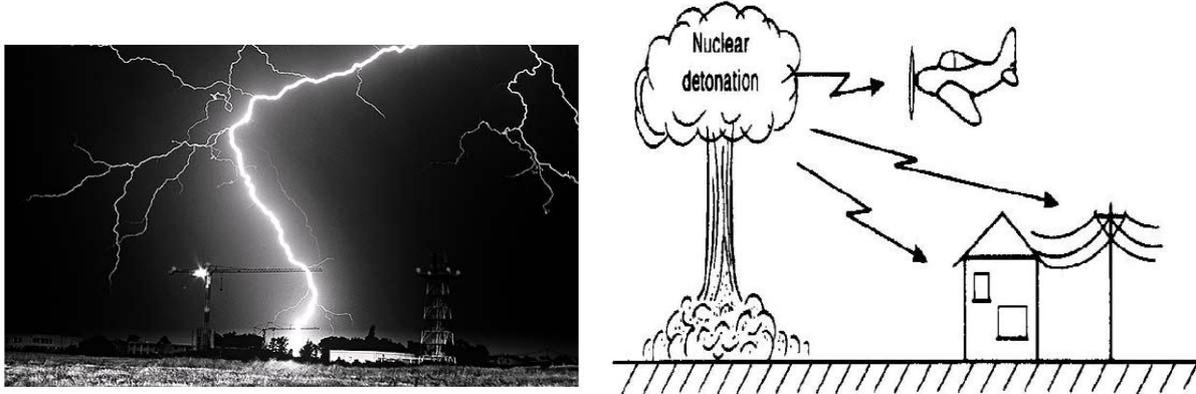


Fig 1 : Exemples de perturbations d'origines naturelles

Parmi les sources de perturbation qui découlent de l'activité humaine, on peut distinguer trois catégories :

- Les sources de rayonnement électromagnétique volontairement créés par l'homme : émetteurs radio, télévision, radar, téléphones portables, etc. ;
- Les sources de perturbation involontaires qui proviennent de l'utilisation de l'électricité : lignes de transport de l'énergie, éclairage fluorescent, moteurs électriques, alimentations des systèmes électroniques, etc.
- Les décharges électrostatiques qui impliquent le corps humain ou des matériaux mis en mouvement par l'homme [2], [4],[5].

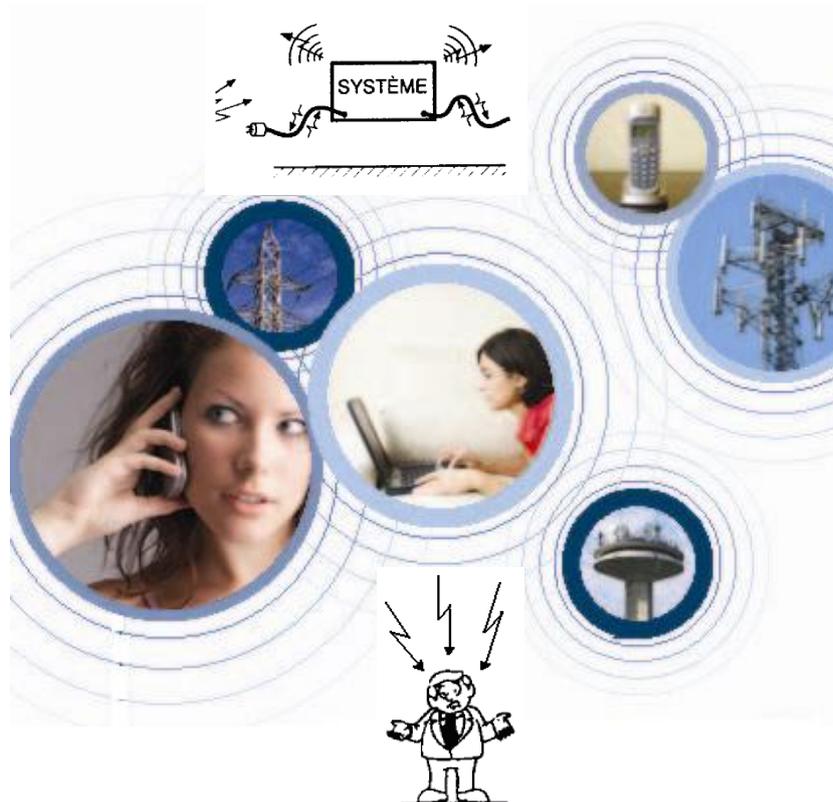


Fig 2 : Exemples de perturbations d'origines humaines

Le fonctionnement du système est alors perturbé. Ce qui peut aller du simple désagrément, comme le grésillement d'un récepteur radio, à la perte de fonctionnalité momentanée ou permanente. Il est donc indispensable de se préoccuper lors de sa conception des perturbations électromagnétiques qu'il aura à subir et de sa capacité à leur résister [6].

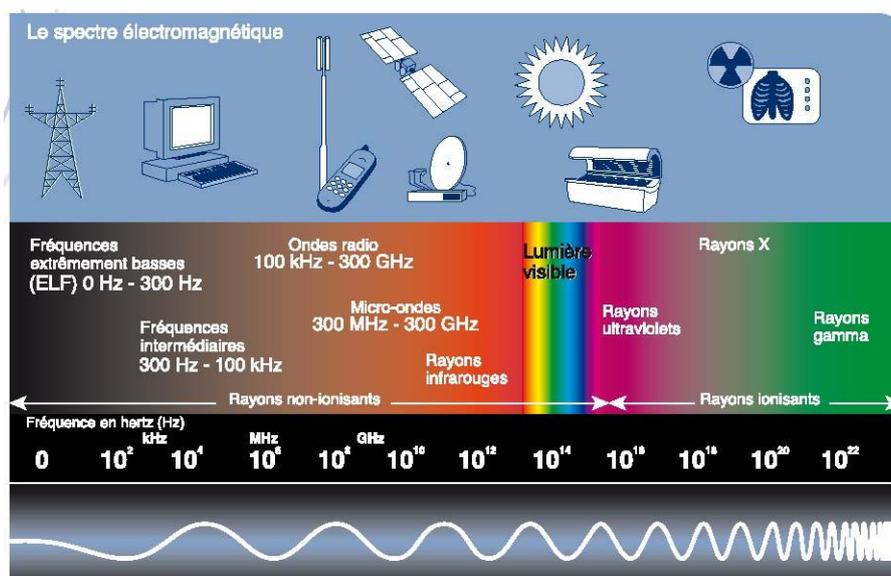


Fig 3 : Bande de fréquence de spectre électromagnétique

Parallèlement, en tant qu'émetteur non intentionnel d'énergie électromagnétique, un système électrique ou électronique constitue une source potentielle de perturbations[6].

La **compatibilité électromagnétique (CEM)** est la discipline qui a pour objet d'étudier les problèmes de cohabitation électromagnétique. Sa vocation est:

- D'étudier les transferts d'énergie non intentionnels entre systèmes électriques et/ou électroniques ;
- De mettre au point des procédés permettant de limiter les perturbations électromagnétiques émises et ainsi de satisfaire à la réglementation en vigueur
- De mettre au point des procédés permettant d'accroître l'immunité des systèmes aux parasites dans des limites faisant également l'objet de réglementations.

Pour cela le champ d'action de la CEM est vaste :

- Phénomènes physiques (foudre, décharges électrostatiques, rayonnements, courants conduits) ;
- Domaines d'application (télécommunications, équipement spatial et militaire, contrôle commande, instrumentation, électronique de puissance) ;
- Gamme de fréquence (de quelques Hz à quelques dizaines de GHz) [1].

On pourra dire d'un système, qu'il est électromagnétiquement compatible avec son environnement ou soit même, si :

- Il ne cause pas d'interférences avec d'autres systèmes ;
- N'est pas sensible aux émissions (ondes émises) des autres systèmes environnants;
- Ne crée pas d'interférence avec ses propres composants, les uns par rapport aux autres [3].

Dans notre étude, nous nous intéresserons aux perturbations d'origine humaine, et plus particulièrement aux perturbations conduites et rayonnées, se produisant en électronique de puissance.

L'utilisation des convertisseurs statiques est de plus en plus répandue. Travaillant à des fréquences de commutation de plus en plus élevées, ils imposent à leur environnement des contraintes électromagnétiques de plus en plus sévères. Les perturbations sont conduites et rayonnées, elles proviennent principalement de l'ouverture et/ou de la fermeture des interrupteurs à semi-conducteurs qui composent les convertisseurs. Afin d'étudier et de quantifier ces phénomènes de génération de parasites rayonnés, nous nous sommes intéressés aux dispositifs à découpage, représentatifs des principaux modes de commutation: commutation forcée, à zéro de courant et à zéro de tension. L'étude a pour objectif, d'une part de déterminer l'évolution des champs électriques et magnétiques rayonnés en fonction des paramètres électriques et topologiques, d'autre part de déterminer ces champs à partir des courants et des tensions évoluant dans les différentes branches et mailles des circuits constituant le convertisseur d'étude. Cette étude s'inscrit dans le sillage d'autres auparavant, qui ont permis une évaluation pour mettre en évidence l'importance des composants parasites constituant les éléments actifs, passifs et de câblage sur la création et l'émission des perturbations rayonnées. Ce type d'analyse a été effectué à partir d'une étude théorique, puis validée à l'aide de modèles à constantes localisées. Cette démarche a permis de lancer les premières bases de la simulation des perturbations conduites et rayonnées. Enfin, les études dont s'inscrit la notre, ou la quantification du mécanisme d'émission des perturbations rayonnées, permet d'aborder l'aspect sur la réduction des perturbations électromagnétiques en agissant sur les grandeurs électriques et topologiques constituant les convertisseurs d'étude [7] [8].

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] CERGE, "Compatibilité électromagnétique", Académie de Paris Créteil – Paris – Versailles
- [2] M.KANDA, *Fellow, IEEE* and David A. Hill, *Fellow, IEEE*, "A tree-Loop Method for Determining the Radio Characteristic of an Electrically Small Source Electrically Small Source", *IEEE transactions on electromagnetic compatibility*, Vol, 34, N1, February 1992
- [3] P.CLAYTON, R.PAUL, "Introduction to electromagnetic compatibility", Department of Electrical and Computer Engineering, School of Engineering, Mercer University, Macon, Georgia and Emeritus Professor of Electrical Engineering, University of Kentucky, Lexington, Kentucky - JOHN WILEY & Sons, Inc. publication 2006
- [4] P.NAYMAN, "Compatibilité électromagnétique de tous les jours", Ecole des Techniques de Base de Détecteurs, publication LPNHE-Paris 2008
- [5] J.VANDERSTRAETEN, M.CRASSON, B.STOCKBROECKX, "Les champs électromagnétiques et la santé", Dirk Cuypers, Service public fédéral Santé publique, Sécurité de la Chaîne alimentaire et Environnement ; Brussel, Intervention colloque Mai 2008.
- [6] Luc B. GRAVELLE, Perry F. WILSON, "EMI/EMC in Printed Circuit Boards", *A Literature Review IEEE – Vol 34, NO 2.p.p. 109-116-May 1992*
- [7] F.COSTA, G.ROJAT, "CEM en électronique de puissance réduction des perturbations, simulation", *Techniques de l'ingénieur, Génie électrique*, vol. D5, noD3292, 1999
- [8] A. PUZO, "Contribution à l'étude des perturbations rayonnées par les convertisseurs H.F", *Thèse de Doctorat Ecole Centrale de Lyon*, 1992

Chapitre I

Notions de Base en Compatibilité Electromagnétique

I. 1. Introduction :

Depuis la généralisation de l'utilisation de l'électricité, celle-ci et plus particulièrement, l'électronique, a investi tous les domaines, tant industriels, scientifiques que médicaux. L'évolution sans cesse croissante des technologies a eu pour effet, la diminution des niveaux de tensions en usage, une plus grande sensibilité des circuits électroniques et une numérisation des circuits de commande et de contrôle qui se généralise [1].

Nous noterons par ailleurs, que l'évolution de l'électronique, nous amène à utiliser des fréquences de plus en plus grandes (réduction de temps), des puissances de plus en plus grandes avec des puissances de pilotages de plus en plus faibles. Cette cohabitation est devenue par conséquent assez problématique [2].

La CEM est donc un critère fondamental à prendre en compte dans toutes les phases de conception des produits, mais aussi dans les phases d'installation et de câblage.

La CEM est d'ailleurs maintenant prise en compte dans les normes et devient une contrainte législative [3], et pour cause, les perturbations électromagnétiques sont omniprésentes dans tous les domaines industriels, scientifiques et domestiques, la compatibilité électromagnétique intervient partout .On peut citer dans une liste exhaustive :

- La sécurité des personnes
- Les effets biologiques sur les êtres vivants
- Les perturbations et les immunités des équipements électriques et/ou électroniques

- La foudre et les phénomènes de surtension,
- Le brouillage des émissions et des réceptions hertziennes
- Les décharges électrostatiques [1]

Ce chapitre présente quelques éléments du concept de la compatibilité électromagnétique (ElectroMagnetic Compatibility EMC) qui se préoccupe des mesures à prendre pour diminuer, voir même supprimer, les perturbations électromagnétiques introduites dans les systèmes électroniques à bas niveau d'énergie (ElectroMagnetic Interférence EMI).

De telles circonstances se rencontrent fréquemment dans les installations électriques complexes actuelles [1].

I. 2. La CEM, fait et discipline:

Elle est le fait, pour les équipements ou systèmes, de supporter mutuellement leurs effets électromagnétiques.

Selon le vocabulaire électrotechnique international VEI 161-01-07, la CEM est la capacité d'un dispositif, équipement ou système, à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique sans produire de perturbations intolérables pour quoi que ce soit dans cet environnement.

Elle est maintenant une discipline, son objectif est d'améliorer la cohabitation entre des éléments susceptibles d'émettre des perturbations électromagnétiques et /ou d'y être sensibles [4].

I. 3. Concept d'un système perturbé :

Ce concept est basé sur le schéma bloc de la figure I.1, qui fait intervenir un élément perturbateur E, un couplage C, un élément perturbé R et éventuellement un moyen de protection P [5].

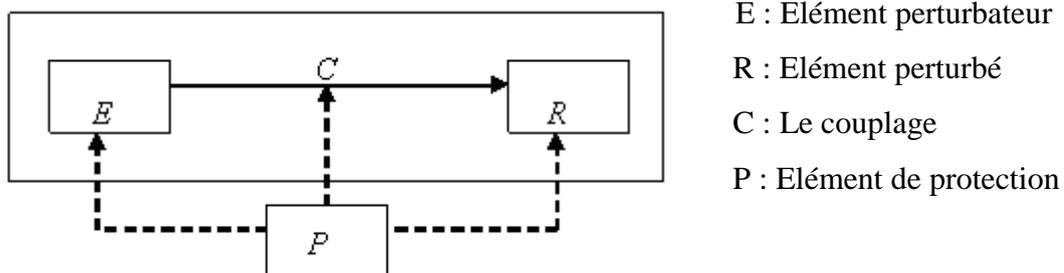


Fig. I. 1 : Schéma bloc d'un système perturbé

I. 4. Zone d'influence des perturbations électromagnétiques :

Le tableau I.1 présente, en fonction de la hiérarchie fréquentielle les zones d'influence des perturbations électromagnétiques [6].

Fréquence	Continu	Industrielle	Radiophonique	THF (TV)	UHF
$F=\omega/2\pi$	0	$10^3/2\pi$	$10^4/2\pi$	$10^9/2\pi$	$10^{12}/2\pi$
Zone d'induction (active), distance m	$< \infty$	$< 3.10^3$	$< 3.10^3$	$< 3.10^{-3}$	$< 3.10^6$
Zone de rayonnement (active), distance m	∞	$> 3.10^6$	$> 30.10^3$	> 30	$> 30.10^{-3}$

Tab. I. 1 : Tableau des zones d'influence en fonction de la fréquence

I. 5. Eléments perturbateurs : [7]

Ces éléments peuvent être classés selon deux critères principaux (tableau I.2). D'une part, suivant la position relative du perturbateur par rapport au système étudié (perturbé), si le perturbateur est un élément faisant partie

intégrante du système étudié, il est dit interne. Si par contre, il induit une perturbation dans un système, il est dit externe.

D'autre part, selon l'évolution de l'amplitude de la perturbation au cours du temps. Si l'on est en présence d'un phénomène continu ou périodique, on parle d'une perturbation stationnaire. Si l'évolution est lente par rapport à la fréquence fondamentale (au moins plusieurs périodes de 50 HZ), on parle d'une perturbation quasi stationnaire. En cas de phénomène variant rapidement, il s'agit d'une perturbation transitoire.

Les principaux éléments perturbateurs classés selon les critères définis sont listés au tableau I.2.

Position relative au réseau	Induction dans le temps		
	Stationnaire	Quasi-Stationnaire	Transitoire
Internes	<ul style="list-style-type: none"> -Circuits magnétiques saturés (transformateurs, selfs à noyaux de fer...) -Semi-conducteurs (thyristors, triacs, redresseurs, onduleurs...) -Machines synchrones et asynchrones -Contacts entre lignes -arcs électriques (fours...) 	<ul style="list-style-type: none"> - variations de charges (démarrages des moteurs pompes, installations pour la fusion nucléaire, accélérateurs de particules...) 	<ul style="list-style-type: none"> - déclenchement ou enclenchement (tubes fluorescents, éclateurs, para surtension, interrupteurs ; disjoncteurs, fusibles, relais, appareils de soudure, allumages de chaudières, flotteurs
Externe	<ul style="list-style-type: none"> - Parallélisme de ligne 	<ul style="list-style-type: none"> -courant de court circuit 	<ul style="list-style-type: none"> - générateurs de choc - foudre - NEMP - décharges statiques

Tab. I. 2 : Elément perturbateur en CEM

I.6. Schéma équivalent des sources perturbatrices :

En appliquant le principe de superposition, on se limite à étudier les phénomènes transitoires tout en négligeant par exemple l’onde fondamentale à 50Hz. Pour établir le schéma équivalent, on se sert du tableau (Tab 1.3) pour les sources [8].

Type de source	Schéma de source		
	Source de tension	Source de courant	Source d’énergie
Machine tournante	X		
Transformateur de puissance	X		
Transformateur d’intensité		X	
Arc électrique		X	
Self à noyau de fer		X	
Convertisseur statique		X	
Contact entre lignes	X		
Parallélisme			X
Foudre, NEMP			X
Manœuvres	X	X	X
Décharge de condensateur		X	
Coupure de courant dans une self	X		

Tab. 1.3 : Tableau des sources perturbatrices

I. 7. Transmission des perturbations :

Les couplages peuvent s’opérer par trois voies : [9]

- conduction galvanique (impédance)
- induction (inductances et capacités propres et mutuelles)
- rayonnement

Pour le calcul des couplages inductifs, dans le cas de lignes parallèles, on aura recours aux méthodes de calculs basées sur les distances moyennes géométriques (DMG) et les rayons moyens géométriques (RMG).

I. 8 Impédance de couplage

L'*impédance de couplage* $Z_{couplage}$ ou de transfert est définie comme le rapport complexe entre la tension U_i induite dans un système perturbé par le courant I circulant dans le système perturbateur. Dans le cas d'un câble coaxial on a (fig. I.2) :

$$Z_{couplage} = U_i / I$$

L'adjonction de blindages supplémentaires diminue l'impédance de couplage et, par là, la tension perturbatrice induite [1][4].

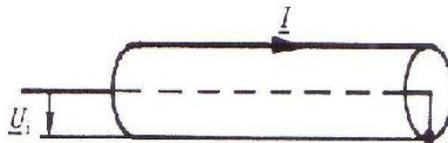


Fig. I.2: Impédance de couplage

I. 9. Eléments perturbés

Le tableau I.4, présente la classification des éléments perturbés potentiels [7],

Objet perturbé	Evolution dans le temps		
	Stationnaire	Quasi-stationnaire	Transitoire
Relais électromécanique	X	X	
Eclairage		X (flicker)	
Electronique de commande	X (harmoniques, coupure)	X	X
Electronique de mesure	X (harmoniques, coupure)	X	X
Télétransmissions	X (diaphonique)		X
Ordinateurs	X (harmoniques, coupure)	X	X
Emetteurs, récepteur (radio, TV)		X	X

Tab.I.4: Atténuations pour différentes solutions de protection de transmission.

I. 10. Le couplage électromagnétique:

I. 10. 1. Différents modes de couplage existants : [6], [10]

Par couplage, il faut comprendre liaison, passage ou transmission des perturbations électromagnétiques de la source vers la victime.

Le couplage est caractérisé par un coefficient K dit de couplage, exprimé en dB (-75dB par exemple), pouvant être défini comme l'efficacité de transmission d'une perturbation de la source a la victime potentielle :

$$K=20\log [A \text{ reçue}/A \text{ émise}],$$

avec A : amplitude de la perturbation.

Définir ce coefficient est important en CEM, car plus il est faible, plus la perturbation effectivement reçue par la victime potentielle est faible, et meilleure est la CEM.

Trois types de couplage sont classiquement distingués :

- 1- Le couplage champ à câble, en mode commun ou différentiel,
- 2- Le couplage par impédance commune,
- 3- Le couplage câble à câble.

I. 10. 2. Le couplage champ à câble [4]

Un champ électromagnétique peut se coupler sur toute structure filaire, donc tout câble, et générer sur ces structures des tensions soit en mode commun (par rapport à la masse), soit en mode différentiel (entre fil), soit et d'ailleurs plus généralement les deux. Ces couplages sont appelés champ à câble, c'est l'effet d'antenne des fils conducteurs, des pistes de circuits imprimés etc.

a- Les couplages en mode commun sont donc ceux qui mettent en œuvre des perturbations de type tension ou courant de mode commun.

Une tension conduite de mode commun (U_{MC}) est une tension qui s'applique à l'ensemble des conducteurs actifs. Elle est référencée par rapport à la terre (cas habituel en électrotechnique) : ainsi les essais d'isolement de mode commun, des disjoncteurs basse tension, se font entre toutes les phases reliées et la terre.

Un courant en mode commun (I_{MC}) est un courant qui parcourt tous les conducteurs actifs dans le même sens (figI.3).Le courant induit par un choc de foudre sur une ligne BT est un courant de mode commun.

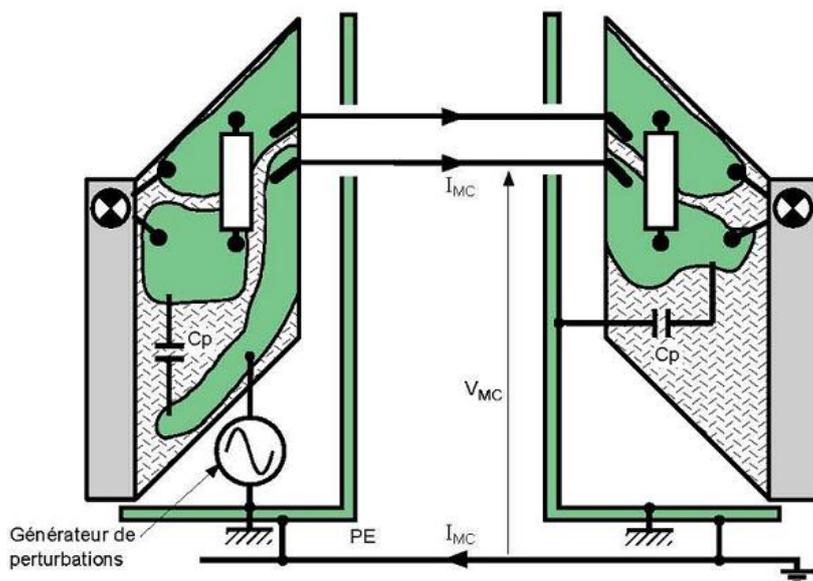


Fig.I.3: Tension et courant de mode commun entre deux relais d'un caisson d'appareillage basse tension d'une cellule moyenne tension

b- Les couplages de mode différentiel concernent des tensions ou courants au sens au sens classique du terme, par exemple entre les deux phases d'un disjoncteur ou entre les deux phases fils qui amènent un signal de mesure à l'électronique.

L'un des couplages, simple et des plus fréquent, peut s'exprimer de manière analytique, il s'agit du couplage entre la composante magnétique d'un champ électromagnétique et d'une boucle de surface S formée par des conducteurs (fig.I.4).

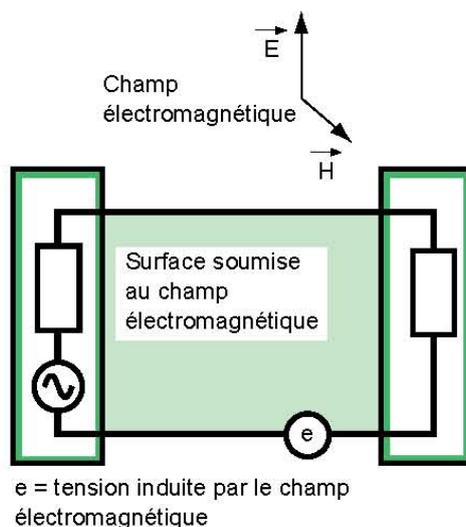


Fig.I.4 : Exemple de couplage champ à câble mode différentiel

La composante magnétique H du champ induit en série dans la boucle une tension égale à :

$$E = \mu_0 S \frac{dH}{dt}$$

Cette loi est considérée comme correcte tant que la plus grande dimension de la boucle n'excède pas un dixième de la longueur d'onde de la perturbation.

I. 10. 3. Le couplage par impédance commune [4]

Il résulte d'une impédance commune à deux ou plusieurs circuits Elle peut être la liaison de masse, le réseau de terre, le réseau de distribution d'énergie, conducteur de retour de plusieurs signaux dans une même liaison courant faible, etc.

L'exemple (fig I.5) permet de comprendre toute l'importance de ce couplage : un courant perturbateur dans un circuit A de l'ordre de dizaine de mA suffit pour créer dans un circuit B des tensions perturbatrices de plusieurs volts. Le circuit de mesure devrait avoir pour référence le point M et non le point A (Les mesures effectuées par l'amplificateur opérationnel seront erronées car un courant perturbateur dans le circuit A (d'alimentation) suffit pour créer dans le circuit B (de mesure) des tensions perturbatrices). Ceci peut assurément être gênant avec des électroniques a circuits intégrés travaillant sous des tensions du même ordre de grandeur.

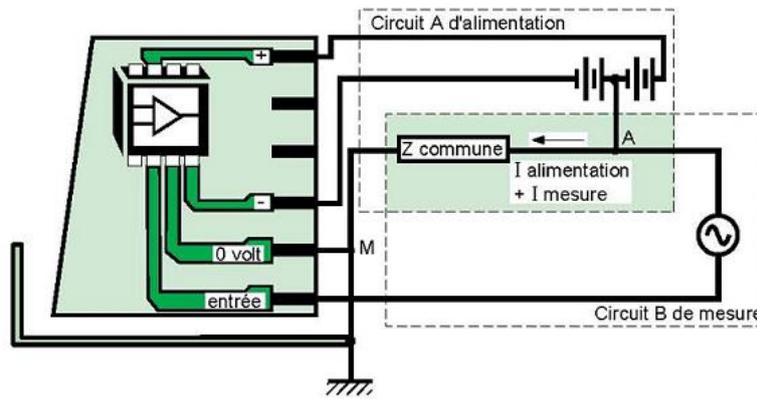


Fig.I.5 : Exemple de couplage par impédance commune

Dans cet exemple, l'impédance commune, peut être les quelque mètres d'un câble commun au deux circuits A et B.

La perturbation U_c , est alors $U_c = I_a \cdot Z_c$, avec

- I_a : courant perturbateur
- Z_c : impédance commune (figI.8)

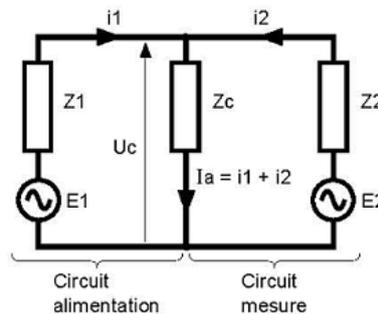


Fig.I.6: Schéma d'impédance commune

La valeur de l'impédance commune est généralement extrêmement faible en basse fréquence. Pour un réseau de terre par exemple, la sécurité impose des valeurs minimales de section des conducteurs de protection en fonction du régime du neutre. La valeur de l'impédance à 50Hz entre deux points du réseau de masse est donc toujours très inférieure à 1Ω .

Il importe de considérer ici qu'aux fréquences caractéristiques des phénomènes perturbateurs, décrits précédemment, cette valeur devient très importante.

I. 10. 4. Le couplage câble à câble [4]

La diaphonie est un mode de couplage qui se rapproche du couplage champ à câble. Et, selon qu'elle a pour origine une variation de tension ou une variation de courant, elle est nommée diaphonie capacitive, diaphonie inductive.

Une variation brusque de tension entre fil et plan de masse ou entre deux fils (fig.I.9) génère un champ qui peut être à faible distance, considéré comme principalement électrique. Ce champ peut se coupler dans une autre structure filaire qui lui est parallèle (induire une tension V_N). C'est la diaphonie capacitive.

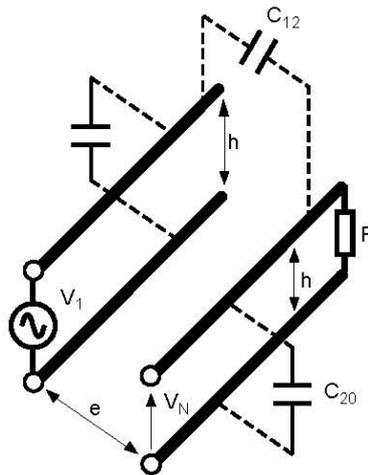


Fig.I.7 : Exemple de couplage par diaphonie capacitive

De la même manière, une variation de courant dans un fil ou câble génère un champ électromagnétique qui, moyennant les mêmes approximations, peut être considéré comme purement magnétique. Ce champ peut alors se coupler avec des fils formant une boucle et induit une tension perturbatrice. C'est la diaphonie inductive (fig.I.8).

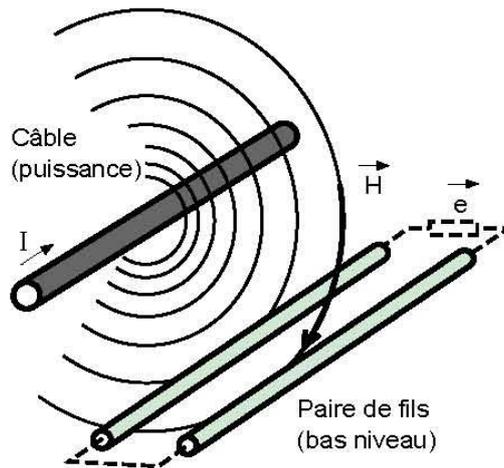


Fig.I.8 : Exemple de couplage par diaphonie inductive

En fait, les diaphonies capacitives et inductives interviennent dès que les conducteurs ont un cheminement parallèle et proche. Elles sont donc successibles de s'appliquer dans tout chemin de câbles ou goulotte, et tout particulièrement entre les câbles de puissance véhiculant en mode différentiel des perturbations HF et des paires de fils d'un réseau véhiculant des signaux numériques. De plus, elles sont d'autant plus efficaces que la longueur des fils circulant parallèlement est grande ; que l'écartement des fils ou paires est faible, et que la fréquence des phénomènes est élevée.

I. 11. Conclusion

Si le terme compatibilité électromagnétique est relativement récent, il n'en est pas de même des problèmes et concepts que cette dénomination recouvre. Ceux-ci concernent en effet les difficultés de fonctionnement des dispositifs d'électroniques de puissance, et les convertisseurs statiques en particulier, dues à des phénomènes électriques ou magnétiques, conduits ou rayonnés, et leurs corollaires, c'est-à-dire les atteintes des usagers concernant leur élimination, et les possibilités technico-économiques permettant d'assurer, soit cette élimination, soit du 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 conception et en prenant pour leur installation des précautions convenables.

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. Et ces derniers n'ont cessé de s'accroître avec le développement sans cesse croissant des technologies de l'électronique, qui permet de nos jours, des vitesses de commutations élevées, et parallèlement à cela, une miniaturisation des circuits en microélectronique, a contribué à réduire les courants et tensions de fonctionnement, alors que l'électronique de puissance vise une augmentation des puissances transmises. Les fortes variations de tension et de courant sont donc responsables de perturbations conduites et d'un rayonnement non contrôlé, qui devient néfaste avec la multiplication des sources polluantes. Dans un tel environnement, l'immunité des systèmes doit être testée dans un souci de fiabilité le plus tôt possible.

L'étude de ces différents types de source de perturbation, et ces modes de couplage tels que décrits dans ce chapitre nous permettent de mieux comprendre les différents phénomènes mis en jeu.

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] R.TAHMI, « La compatibilité électromagnétique - phénomènes enjeux », Cours de PG non édité, ENP 2005 ;
- [2] Bei.LU, « Contribution a l'étude du rayonnement en champ électromagnétique proche des circuits en électronique de puissance », Thèse de Doctorat – Ecole Centrale de Lyon – 1990
- [3] F.COSTA, « Contribution a l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs Statiques hautes fréquence », Thèse de Doctorat à l'Université de Paris sud Orsay, Avril 1992.
- [4] F.VAILLANT, « La compatibilité électromagnétique », Cahier technique Schneider No149, juillet 1998
- [5] M.IANOVICI et JJ.MORF, « Compatibilité électromagnétique », Textes assembler, Ecoles Polytechniques de Lausanne et Zurich
- [6] M.AGUET, M.IANNOZ, « Traité d'électricité », Volume XXII Haute Tension, Edition Dunod (Paris) 1987
- [7] Publication – Presse polytechnique et Universitaires Romandes, Edition : 1990
- [8] C.GARY et M.MOREAU, Effet couronne et tension alternative, « Pertes et perturbations radioélectriques engendrées par les Lignes de Transport et d'Energie Electrique », EYROLLES 1976
- [9] La pollution électromagnétique et la santé « Vers une maîtrise des risques » - Edition FRISON – ROCHE
- [10] K.MOSTEFAOUI, « Effet de la foudre sur les lignes hautes tensions », Thèse de Magister, ENP 2005

Chapitre 2 :

***La CEM appliquée aux convertisseurs
statiques***

II. 1. Introduction à la CEM en électronique de puissance :

L'évolution des technologies dans l'électronique de puissance a permis un accroissement important du nombre de convertisseurs statiques dans tous les domaines industriels et grand public. L'augmentation de la puissance et de la rapidité de ces convertisseurs a fait que ces derniers créent des perturbations électromagnétiques de plus en plus importantes. L'étude de la compatibilité électromagnétique est devenue donc un passage obligatoire pour les concepteurs de circuits en électronique de puissance [1].

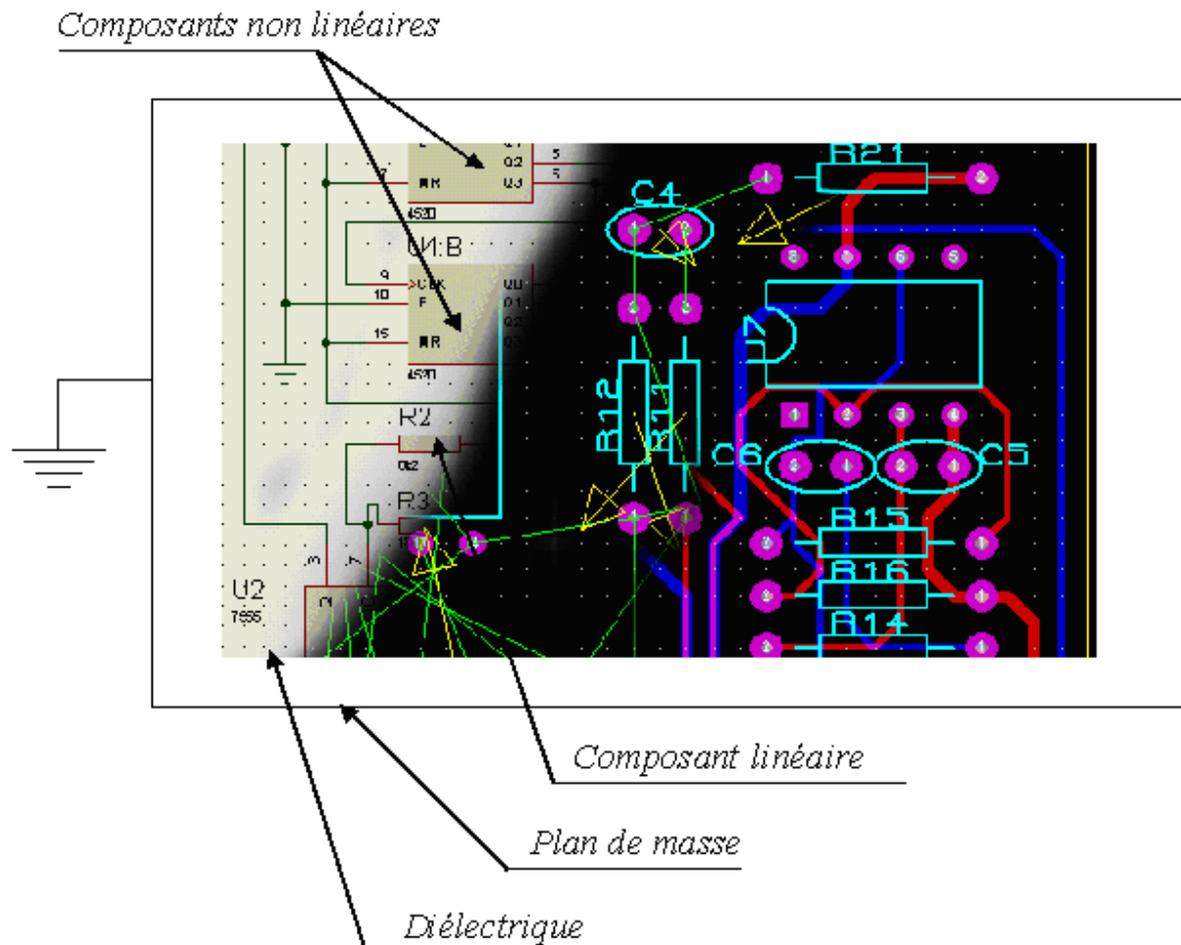


Fig. II-1 : Le circuit de convertisseur statique

Dans un circuit de convertisseur statique, on retrouve les éléments suivants (figure II-1) :

- Pistes de circuits imprimés (CI),
- Câbles de connexion,
- Plan de masse,
- Composants discrets : linéaires (résistances, condensateurs, inductances) ou non linéaires (transistors, diodes ...),
- Diélectriques et châssis.

La configuration du circuit de convertisseur statique et la disposition de ses différents éléments définissent les différents couplages qui existent. Ces couplages créent et amplifient les perturbations électromagnétiques.

Tous les couplages possibles en CEM existent dans un circuit de convertisseur statique.

Ces coupages peuvent être entre éléments du circuit ou entre le circuit et son environnement [2], [3], [4].

Les couplages entre les éléments du circuit sont les suivants :

- Le couplage par impédance de masse : tout conducteur possède une impédance non nulle. Ainsi, tout courant circulant dans le conducteur génère une différence de potentiel (d.d.p) à ses bornes. Cette d.d.p est d'autant plus élevée quand les fronts de courant et les inductances parasites sont importants.
- Le couplage circuit-chassis : ce couplage est dû aux capacités parasites existantes entre les différents conducteurs (capacités parasites) et le plan de masse. La variation du potentiel dans les conducteurs crée donc un courant de déplacement des conducteurs vers le plan de masse.
- Le couplage par diaphonie inductive : Le courant circulant dans un fil crée autour de ce fil un champ magnétique. La variation de ce champ magnétique crée une d.d.p dans les boucles voisines.

○ Le couplage par diaphonie capacitive : la différence de potentiel entre un conducteur et son environnement génère autour de ce conducteur un champ électrique. La variation de ce champ crée un courant injecté dans les conducteurs proches.

Les coupages entre le circuit et son environnement sont les suivants :

- Le couplage champ à fil : la variation d'un champ électrique incident sur un fil crée un courant dans le conducteur.
- Le couplage champ à boucle : la variation d'un champ magnétique embrassent une boucle crée une d.d.p aux bornes de celle-ci.

La connaissance de ces couplages est nécessaire pour pouvoir déterminer et contrôler les perturbations dans un circuit. Cependant, il est très difficile de les quantifier ou de les prévoir sans l'aide d'outils numériques très performants.

II. 2. Généralité sur les perturbations en électronique de puissance

De nombreux travaux, se sont attachés à étudier les mécanismes régissant la généralisation des perturbations conduites et rayonnées dans les convertisseurs statiques. Ils ont permis de quantifier les perturbations, et de mettre en évidence la prédominance de certains paramètres, tels que le mode de commutation [5] [6], la topologie des systèmes destinés à convertir l'énergie [7]. Ils ont montré l'importance du choix des composants comme les condensateur de découplage [8], ou celle des plans de masse sur la réduction des champs rayonnés par les PCB's [9]. Lorsqu'il s'agit d'étudier les perturbations conduites et les champs électromagnétiques qui en résultent, la modélisation a souvent recours à l'utilisation de logiciels de calcul de circuits tel que PSPICE, ou SABER-SKETCH, couplé avec une méthode numérique ou un calcul analytique pour évaluer les couplages parasites et les rayonnements [10],

[11][12][13]. Associés à la modélisation haute fréquence des composants magnétiques [14], des semi-conducteurs, ou autres [15], ces travaux ont permis d'élaborer des modèles complets de circuits électroniques.

Il est également possible d'utiliser d'autres formalismes pour prendre en compte l'influence des composants dans la propagation des phénomènes conduits. C'est le cas par exemple de la méthode des différences finies [16], ou des méthodes intégrales. Sans s'attacher à l'aspect circuit proprement dit, de nombreux auteurs ont traité le cas des champs rayonnés par des antennes en considérant des composants non linéaires le cas échéant [17]. D'autres se sont intéressés de manière plus ou moins exclusive à la diffraction électromagnétique. En ce qui concerne les applications électroniques, les champs rayonnés par les pistes des circuits imprimés ont été abordés à l'aide de diverses méthodes [18]. A ce sujet, un grand nombre de communications publiées sur l'évaluation du rayonnement des cartes de circuits imprimés se limite au mode différentiel, et utilise la théorie des lignes de transmission. Cela n'est en réalité valable que pour un certain nombre de cas précis, comme par exemple une paire de lignes de transmission au-dessus d'un sol conducteur. Lors de l'évaluation des rayonnements, les deux modes commun et différentiel doivent être pris en compte. L'intérêt de la théorie des lignes de transmission réside dans le fait qu'elle s'applique à de longues lignes, c'est-à-dire précisément là où la résolution exacte basée sur d'autres méthodes, telle que la méthode des moments ; devient lourde à mettre en œuvre. Une méthode mixte [18] basée sur la théorie des lignes et le concept des réflexions nodales, permet de prendre en compte les charges non linéaires connectées sur les pistes des circuits imprimés ou aux extrémités de lignes multifilaires soumises à des perturbations électromagnétiques. Toutefois, elle présente une restriction quand à la durée des perturbations, qui doit être inférieure au temps de propagation en ligne, puisque chaque signal apparaissant sur la ligne est traité en fréquentiel, puis converti

dans le domaine temporel pour résoudre le problème de réflexion sur la charge non linéaire. Pour notre part, la méthode utilisée sera celle des fils fins, pour modéliser et simuler les perturbations conduites puis rayonnée dues au pistes du circuit, ce mais cela sera abordé dans les prochains chapitres.

II. 3. Sujet d'étude : Le hacheur à commutation forcée

II. 3. 1. Introduction :

Nous avons choisi d'illustrer les phénomènes dus aux perturbations électromagnétiques (surtensions, courants induits.. etc.), par l'étude d'un hacheur à commutation forcée. La cellule hacheur se trouve dans bon nombre de convertisseurs d'électronique de puissance, et d'autre part sa structure est simple, ce qui permet une étude plus aisée que sur un convertisseur complexe et donne ainsi une bonne vision des problèmes.

Il va de soit que la méthode d'investigation pourra être appliquée à d'autres types de convertisseurs [19].

II. 3. 2. La simulation :

Nous nous efforcerons tout le long de ce qui s'en suivra, de concevoir des modèles, qui nous permettront d'avoir des résultats, aussi proches, que ceux obtenus par des maquettes qui seraient en essai dans un laboratoire. A cet effet la simulation nous permet d'éviter de concevoir des prototypes qui pourrait s'avérer coûteux puis remédier au différents défauts. Pour cela le logiciel utilisé est le Pspice.

II. 3. 3. Le modèle simplifié :

Le modèle étudié est présenté par la figure ci-dessous (fig. II-2), il illustre le modèle généralement utilisé en électronique de puissance du hacheur à commutation forcée à haute fréquence

C'est un hacheur à commutation forcée, la cellule de commutation est constitué d'un transistor Mosfet et d'une diode de roue libre DRL. Nous avons dans le circuit, un circuit d'aide à la commutation (D1, R1 et C1) et un circuit écrêteur (D2, R2, C2) [1]. Le hacheur choisi, est dimensionné pour fonctionner à une fréquence de 100kHz, sous une alimentation de 100V et un rapport cyclique variable.

Pour les composants utilisés, les valeurs sont définies comme telles :

- $C_e=10\mu\text{F}$,
- $R_1=15\Omega$,
- $C_1=10\text{nF}$,
- $L=1.224\mu\text{H}$,
- $R_2=47\Omega$,
- $C_2= 140\text{nF}$,
- L'interrupteur est un transistor MOSFET IRF250.

a- Simulation avec prise en compte des éléments actifs uniquement :

Ici les éléments actifs sont représentés par le transistor Mosfet, la diode de roue libre ainsi que les deux diodes de commutation, D_1 et D_2 . Ce sont des modèles de la bibliothèque Pspice, les autres éléments sont considérés comme parfaits.

Le schéma électrique est représenté par la figure ci-dessous

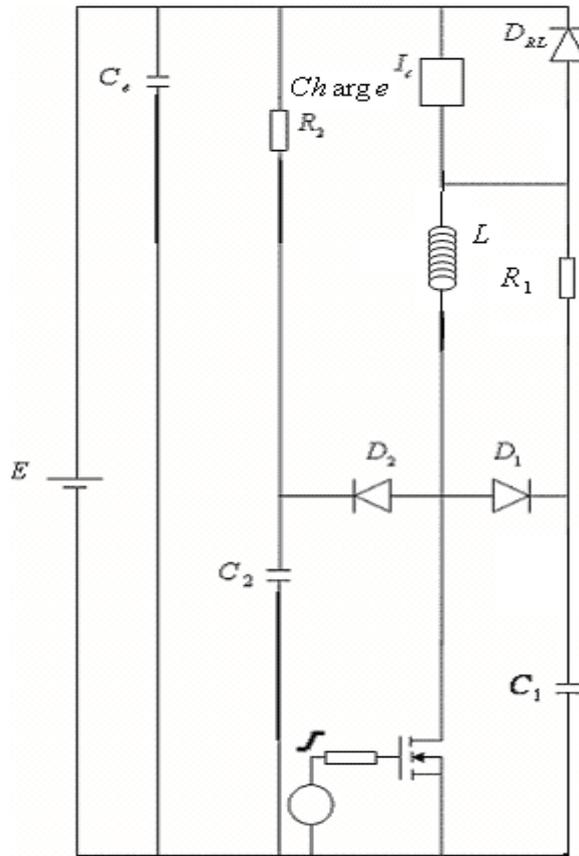


Fig. II-2 : Schéma du hacheur à commutation forcé

Conformément au montage ci-dessus, les résultats de simulation sont représentés par les figures ci-dessous, des tensions et courants dans différentes branches, parmi lesquels on constate des gradients de courants et de tensions très importants, notamment V_{ds} et I_{ds} , simultanément tension et courant à la sortie du transistor, ou nous y reviendrons plus amplement après.

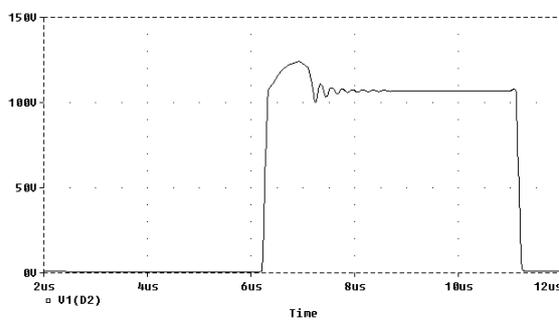


Fig. II-3 : Tension $V_{D2}(t)$

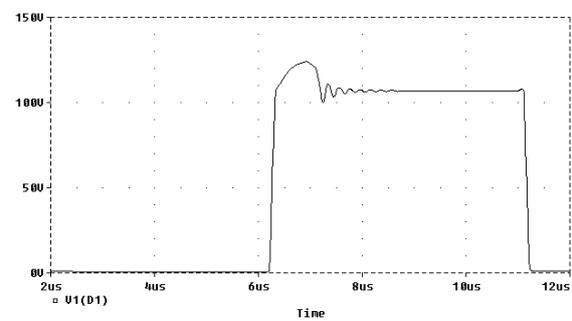


Fig. II-4 : Tension $V_{D1}(t)$

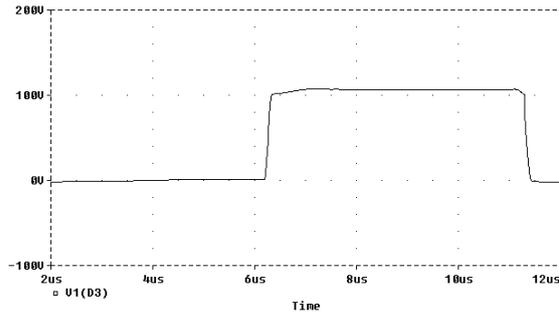


Fig. II-5 : Tension $V_{D3}(t)$

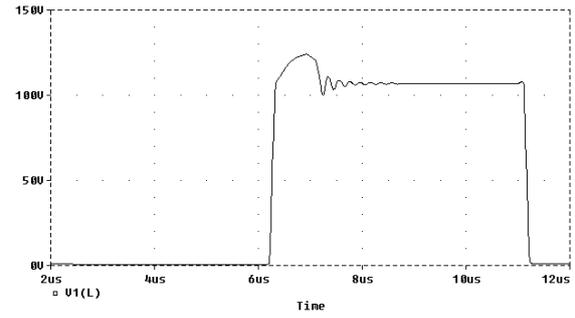


Fig. II-6 : Tension $V_L(t)$

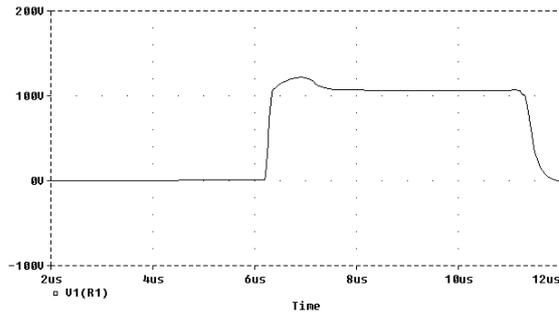


Fig. II-7 : Tension $V_{R1}(t)$

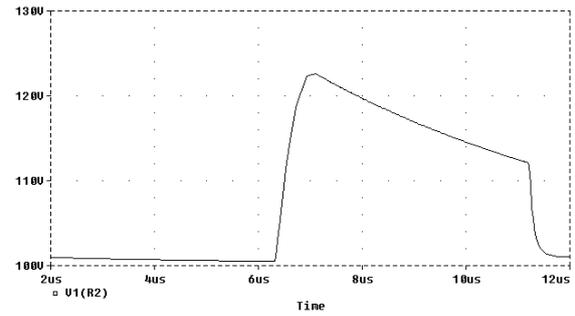


Fig. II-8 : Tension $V_{R2}(t)$

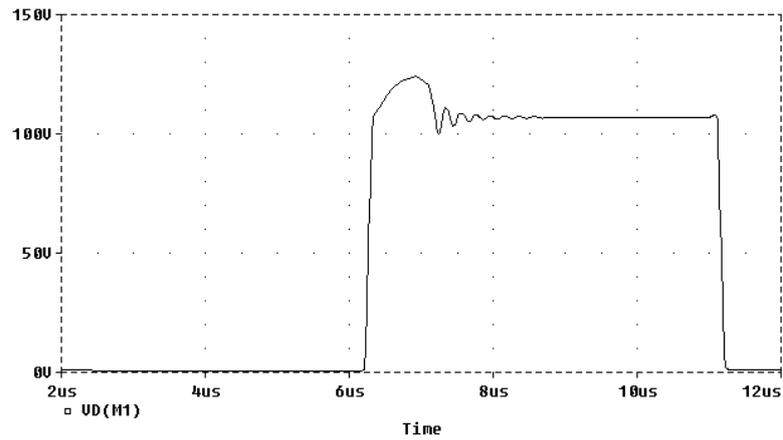


Fig. II-9 : Tension $V_{ds}(t)$

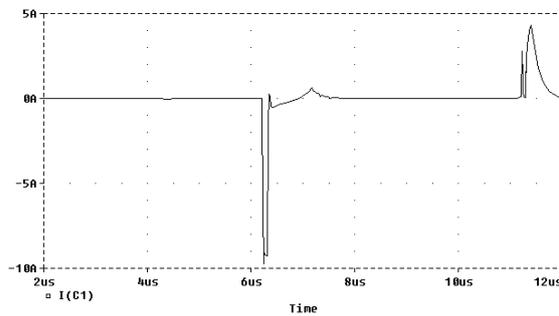


Fig. II-10 : Courant $I_{c1}(t)$

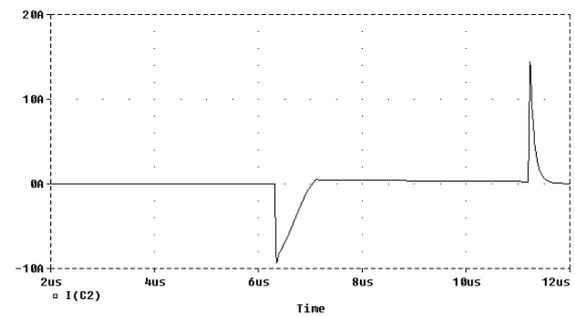


Fig. II-11 : Courant $I_{c2}(t)$

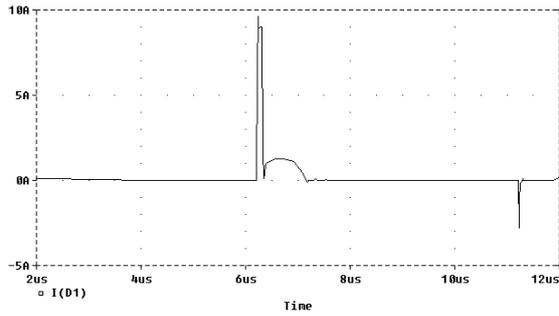


Fig. II-12: Courant $I_{d1}(t)$

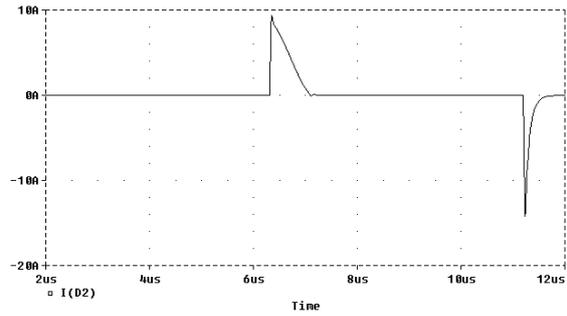


Fig. II-13 : Courant $I_{d2}(t)$

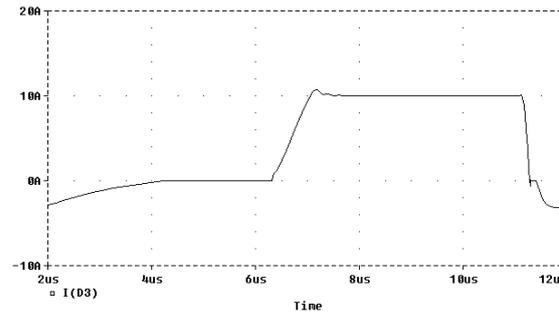


Fig. II-14: Courant $I_{d3}(t)$

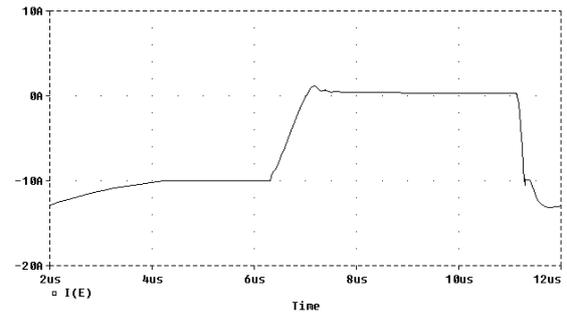


Fig. II-15 : Courant $I_E(t)$

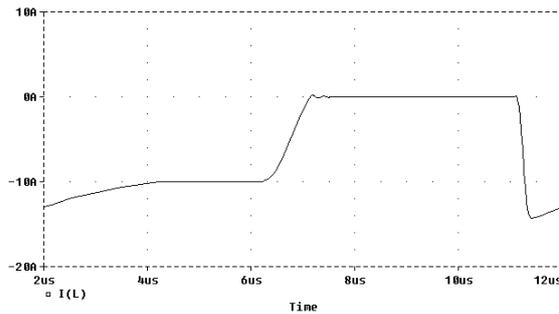


Fig. II-16 : Courant $I_L(t)$

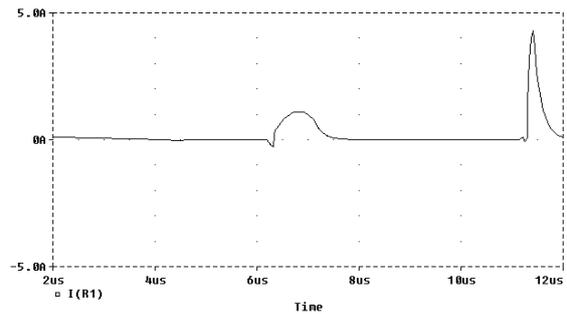


Fig. II-17 : Courant $I_{R1}(t)$

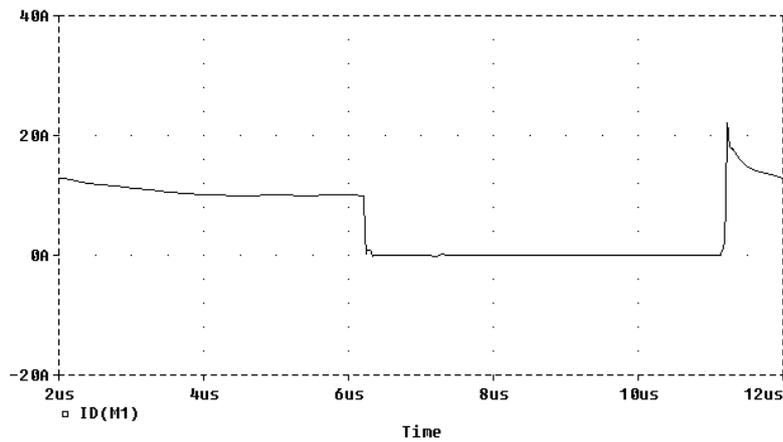


Fig. II-18 : Courant $I_{ds}(t)$

Nous pouvons dire que les résultats de la simulation après observation de graphes par les points suivants concernant tout d'abord les tensions :

Pour les tensions V_{D1} , V_{D2} , V_L , et V_{ds} (Fig. II-3, Fig. II-4, Fig. II-3 et Fig. II-9)

- Présence de surtensions durant les régimes transitoires à l'amorçage et blocage.
- Au blocage, une surtension de l'ordre de 20% peut être perçue soit 125V donc sans danger pour le circuit, accompagnée d'une légère oscillation durant un laps de temps n'excédant pas $2,5\mu s$.

Pour les courants I_{C1} , I_{C2} , I_{D1} , et I_{D2} (Fig. II-10, Fig. II-11, Fig. II-12 et Fig. II-13)

- Tous présentent des stigmates de perturbations durant les régimes transitoires, avec des gradients très forts, le reste de la période, le courant est nul dans ces branches.

Pour les courants I_{D3} , I_E , I_L et I_{r1} (Fig. II-14, Fig. II-15, Fig. II-16 et Fig. II-17)

- Pour les trois premiers graphes, ils présentent des courbes identiques, à savoir, avec un transitoire à l'amorçage très court de l'ordre de $1\mu s$, sans oscillations perceptibles, idem pour le régime transitoire au blocage, toutefois beaucoup plus long, et important en valeur, soit 2,5A sur une période de $3\mu s$, pour retrouver sa valeur finale de 0A.
- Pour la forme du courant I_{r1} celle-ci présente juste un transitoire durant l'amorçage et l'extinction du transistor, le reste de la période la valeur du courant est nul ;
- Il reste à remarquer que les transitoires aux bornes des composants sont différents de l'un à l'autre, pour certains, les transitoires à l'amorçage,

sont plus importants en amplitude, de l'extinction, et pour d'autres le contraire.

- Pour finir, et c'est le plus important dans notre étude, la forme des signaux du courant I_{ds} , et tension V_{ds} à la sortie du convertisseur statique. La forme des signaux est presque parfaite comme se serait le cas pour s'il s'agissait d'un circuit parfait hormis les surtensions durant les régimes transitoires à l'amorçage et blocage. À l'amorçage, une surintensité pour I_{ds} de l'ordre de 100% (20A) et qui s'atténue plus lentement que pour la tension V_{ds} , et au blocage, une surtension V_{ds} de l'ordre de 10% peut être aperçue accompagnée d'une légère oscillation durant un laps de temps n'excédant pas $1\mu s$.

Globalement, nous pouvons commenter les résultats de la simulation après observation de graphes par les points suivants concernant les tensions et les courants :

- Forme du signal presque parfaite comme ce serait le cas s'il s'agissait d'un circuit parfait, hormis les surtensions durant les régimes transitoires à l'amorçage et blocage.

b- Simulation avec prise en compte des éléments actifs et passifs :

Souvent, il est connu qu'en électrotechnique et plus précisément en électronique de puissance, en raison des forts gradients de tensions et courants, les éléments passifs voient modifiés les réactions et comportements intrinsèques de leurs composants, qui est dû aux hautes fréquences qui font subir des contraintes électriques et magnétiques aux matériaux et même aux topologies. Pour cela les résistances, inductances ou capacités peuvent être représentés par les modèles simplifiés suivants [19] [20].

b-1- Le condensateur :

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

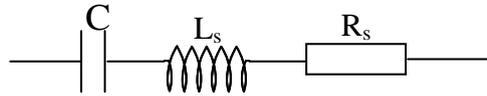


Fig. II.19 : Modèle du condensateur

C : capacité nominale du condensateur.

L_s : inductance de bobinage et des connexions.

R_s : résistance série équivalente des armatures et des connexions.

b-2- L'inductance :

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

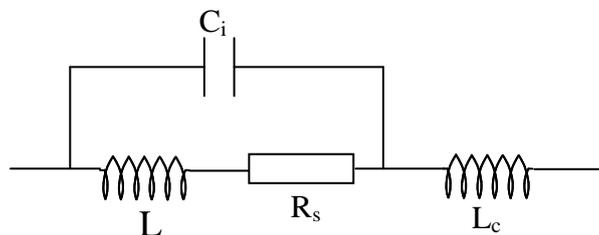


Fig. II.20 : Modèle de l'inductance

L : inductance nominale du composant.

R_s : résistance série.

L_c : inductance des connexions.

C_i : capacité interspires.

b-3- La résistance :

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

R : valeur nominale de la résistance.

L_c : inductance des connexions.

C_p : capacité parasite.

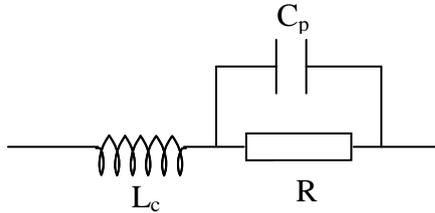


Fig. II.21 : Modèle de la résistance

Après insertion de ces modèles dans notre schéma électrique du hacheur, nous aurons :

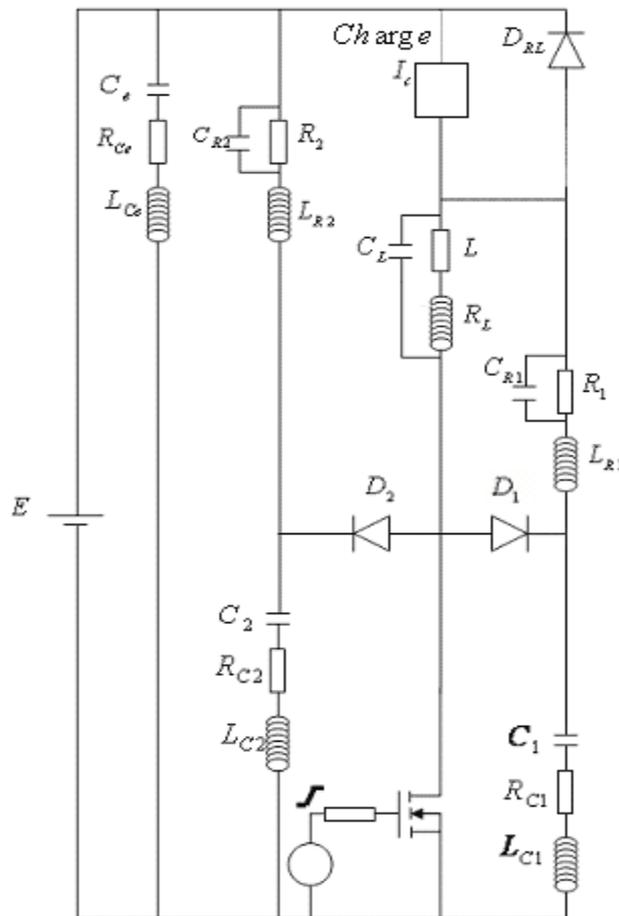


Fig. II-22 Modèle du hacheur a commutation forcée

Les valeurs des éléments du modèle sont données dans le tableau suivant [19] :

Eléments passifs	Valeur calculée	Paramètres mesurés du modèle
L	1,22 μ H	R=30,9922m Ω L=1,2245 μ H C=32,7336pF
C _e	10 μ F	R=2,45919m Ω L=172,725 C=9,8747 μ F
C ₁	10nF	R=17,78m Ω L=132,291nH C=9,17127nF
C ₂	141nF	R=4,88450m Ω L=223,196nH C=134,939nF
R ₁	15 Ω	R=17,4975 Ω L=895,463nH C=878,265nF
R ₂	47 Ω	R=51 Ω L=3,5151 μ H C=399pF

Tableau.II.1: Valeurs des composants des modele des éléments passifs

Les résultats de simulations, nous ont donné maintenant les signaux suivants

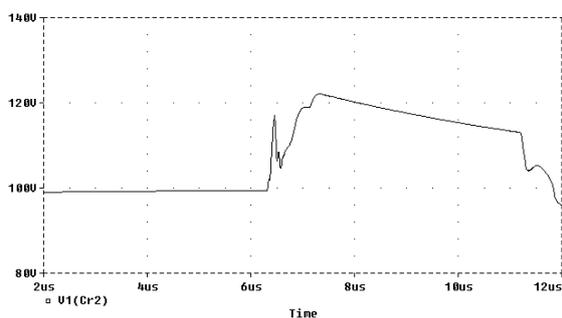


Fig. II-23 : Tension $V_{Cr2}(t)$

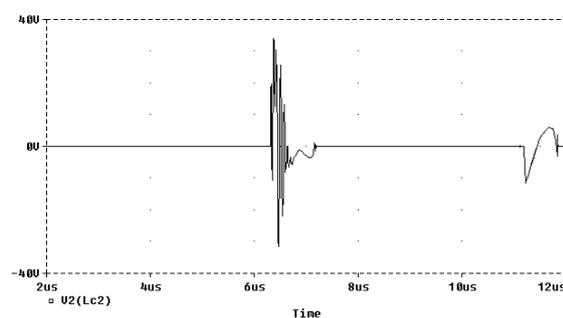


Fig. II-24 : Tension $V_{Lc2}(t)$

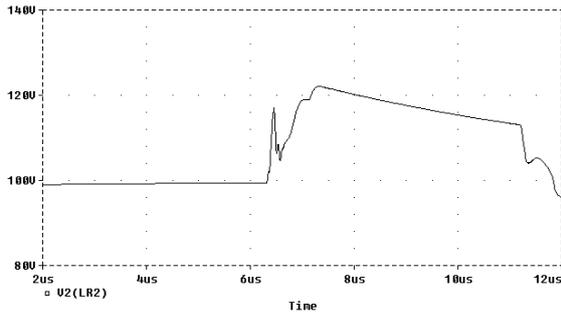


Fig. II-25: Tension $V_{LR2}(t)$

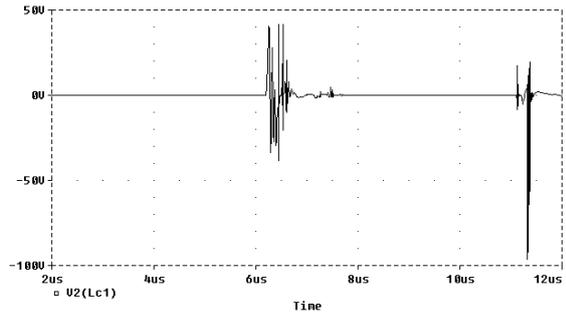


Fig. II-26 : Tension $V_{Lc1}(t)$

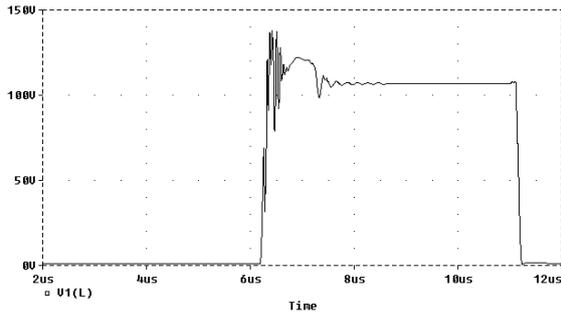


Fig. II-27 : Tension $V_L(t)$

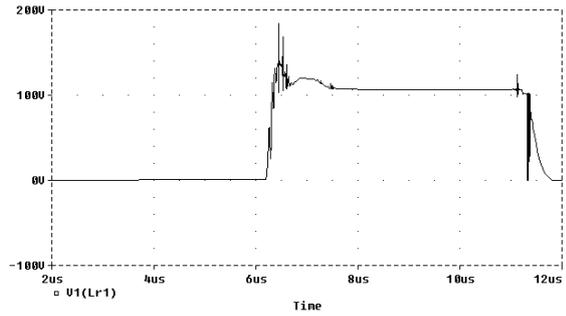


Fig. II-28 : Tension $V_{Lr1}(t)$

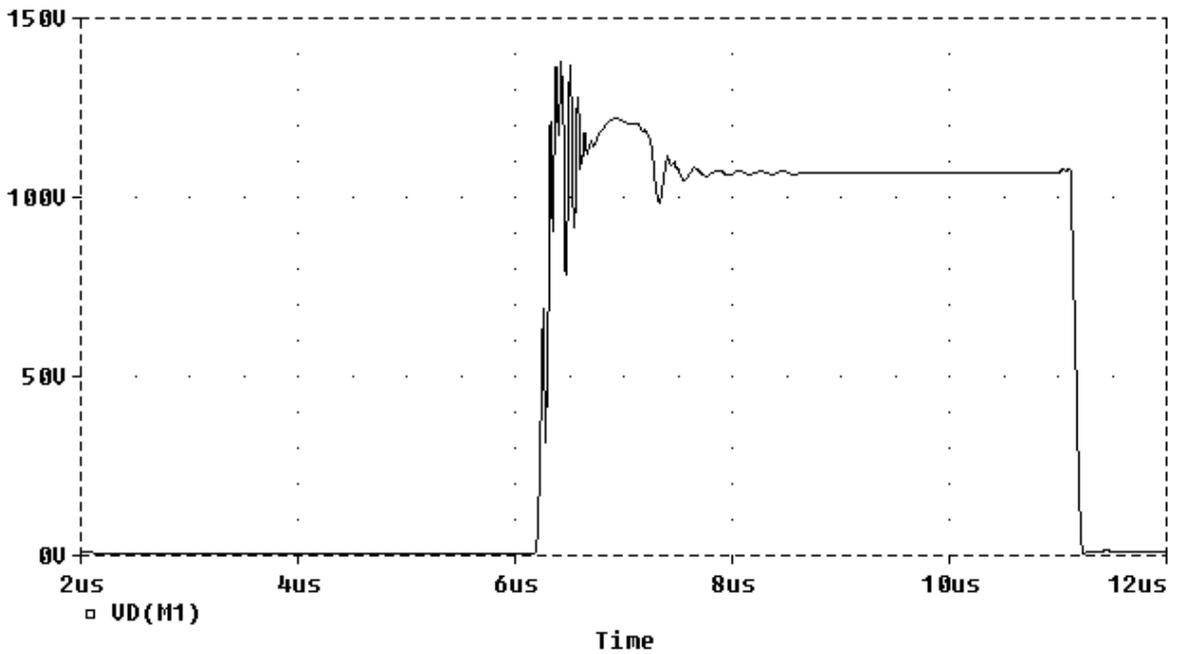


Fig. II-29 : Tension $V_{ds}(t)$

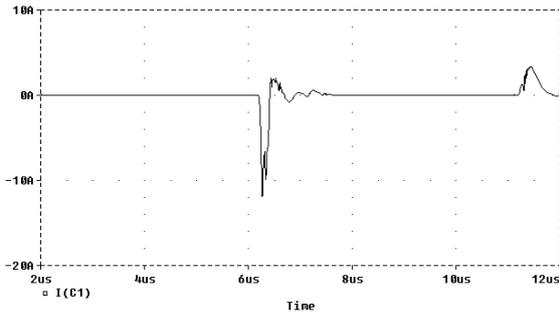


Fig. II-30 : Courant $I_{C1}(t)$

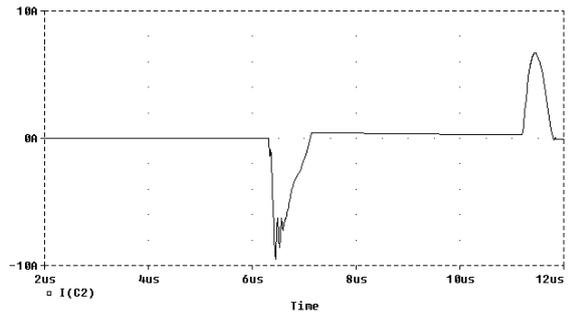


Fig. II-31 : Courant $I_{C2}(t)$

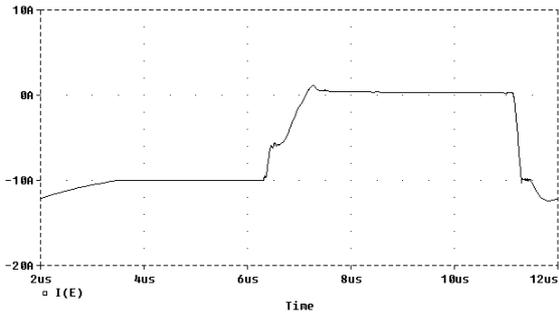


Fig. II-32 : Courant $I_E(t)$

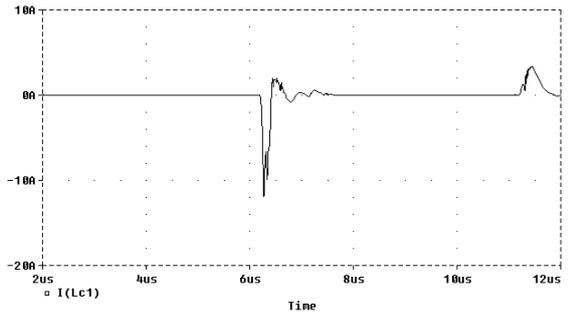


Fig. II-33 : Courant $I_{Lc}(t)$

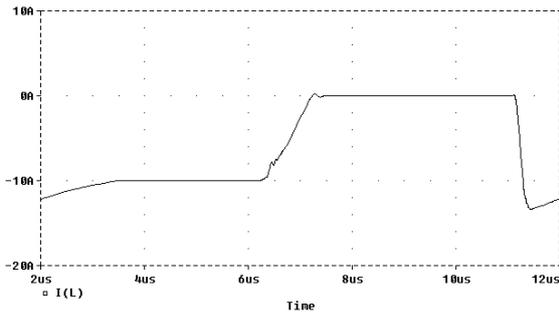


Fig. II-34 : Courant $I_L(t)$

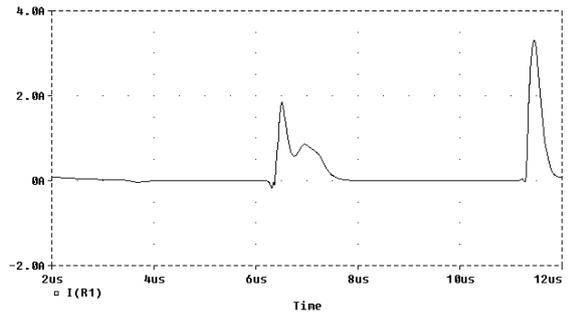


Fig. II-35 : Courant $I_{R1}(t)$

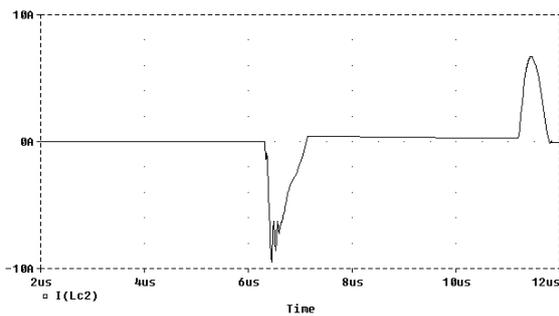


Fig. II-36 : Courant $I_{Lc2}(t)$

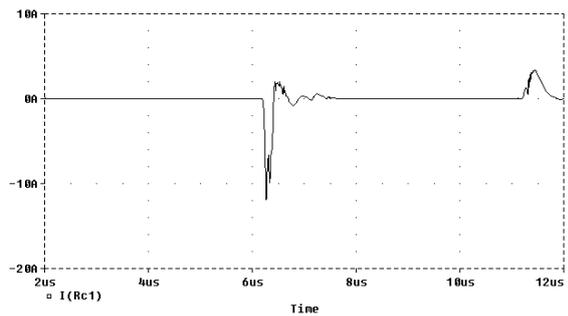


Fig. II-37 : Courant $I_{Rc1}(t)$

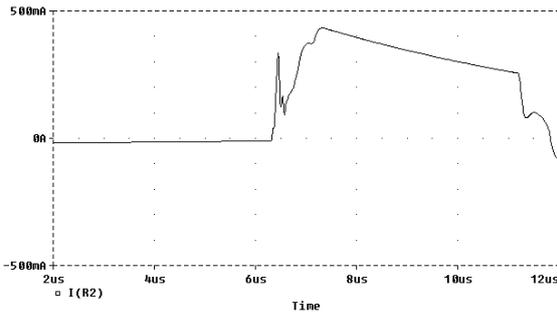


Fig. II-38 : Courant $I_{R2}(t)$

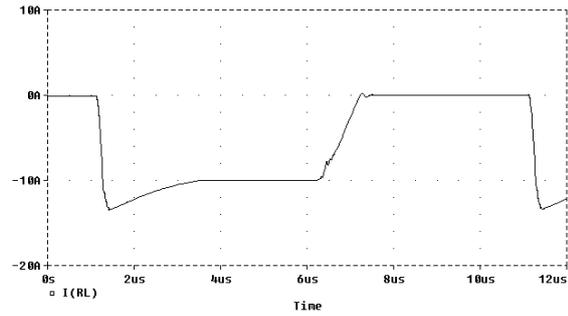


Fig. II-39 : Courant $I_{RL}(t)$

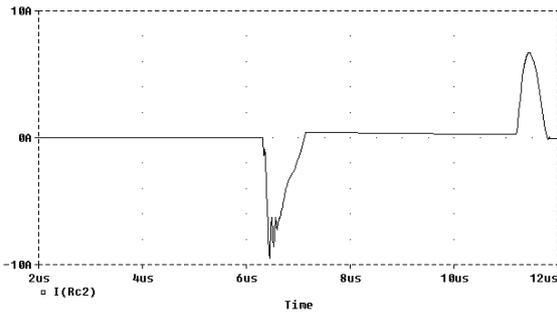


Fig. II-40 : Courant $I_{Rc2}(t)$

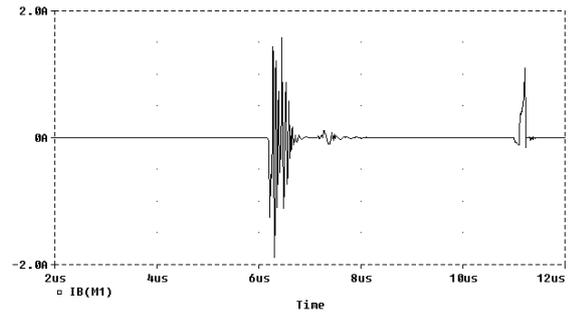


Fig. II-41 : Courant $I_B(t)$

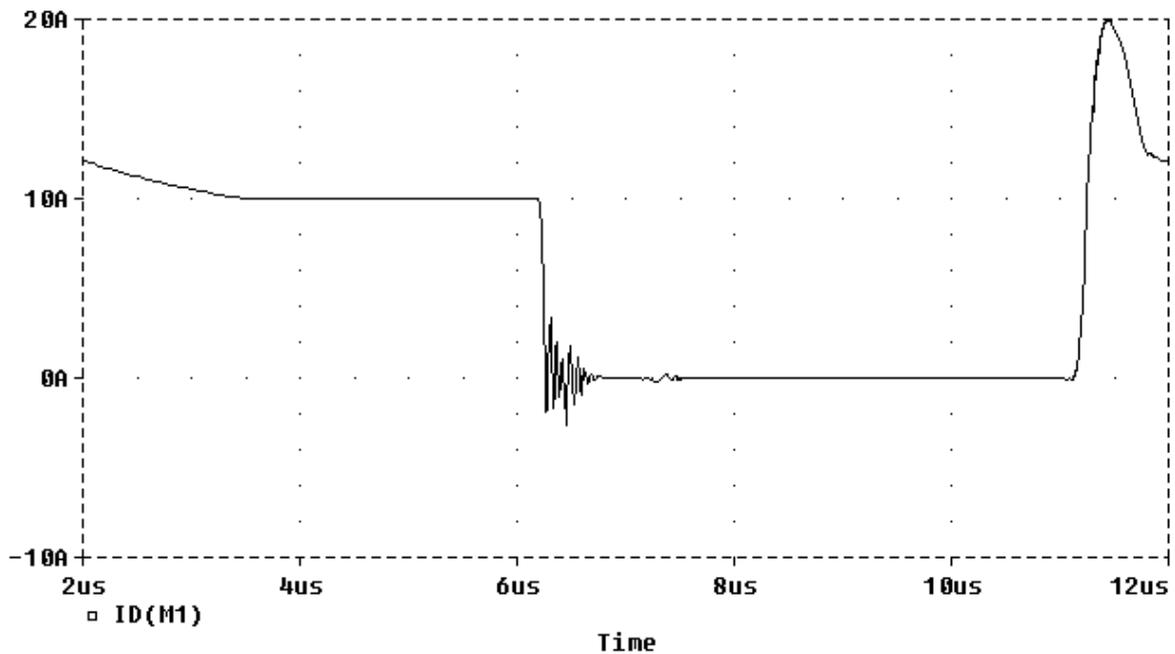


Fig. II-42 : Courant $I_{ds}(t)$

Avant de commenter les résultats de la simulation, nous nous sommes proposé d'exposer les graphes de tensions et courants aux bornes des éléments ayant subits à leurs bornes les perturbations les plus significatives et intéressantes. Après observation des résultats nous pouvons noter:

- Des tensions V_{Lc2} et V_{Lc1} (Fig.II-24, Fig. II-26) nulles, mais qui présentent des perturbations très importantes durant les régimes transitoires, sur des périodes de plus de $1\mu s$
- Les tensions, V_L, V_{r1} et V_{ds} présentent une tension qui passe de la valeur nulle à 120V, durant des transitoires de $2\mu s$, $1\mu s$ pour voir la tension atteindre sa valeur finale, et $1\mu s$ d'oscillations pour se stabiliser. A l'extinction de la tension, pratiquement sans perturbation, un transitoire presque parfait, sauf pour la tension V_L , qui voit une oscillation a l'extinction de la tension à $0,1\mu s$, donc un gradient de tension très important qui peut provoquer des perturbations électromagnétiques très importantes créés par la branche L.
- I_{c1} et I_{c2} , (Fig.II-30, Fig. II-31) toujours des valeurs nulles, hormis des perturbations durant les transitoires à l'allumage et l'extinction du transistor ou on voit apparaître des oscillations non apparentes durant l'essai précédent (sans modélisation des composants passifs)
- Il est à noter un courant aux bornes de la source E (Fig.II-32) I_{cE} identique comme tout autre signal en régime établi à celui de l'essai précédent, hormis une plus grande perturbation apparente en régimes transitoires, particulièrement a l'amorçage en courant du transistor, quand au courant I_L (Fig.II-33), celui-ci est identique a l'essai précédent, effet de la self, quand au courant au bornes de I_{R1} (Fig.II-35, Fig.II-36, Fig.II-37), celui-ci se voit augmenter en amplitude et oscillation lors de l'amorçage du transistor, de même pour le courant I_{R2} , comparativement au essai précédent
- Pour finir le courant I_{ds} (Fig.II-42), subit lui aussi suite à la modélisation des éléments passifs, particulièrement à l'amorçage du transistor, ou des oscillations perceptibles sur une bande de fréquence de $0,8 \mu s$.

En général, nous pouvons conclure ce qui suit concernant les figures de cet essai

- La forme du signal pour V_{ds} est plus proche du signal des mesures effectués en laboratoire notamment par R.TAHMI[20] (voir Fig.III.31) , on remarque effectivement une surtension à l'amorçage de presque 45%, avec une période d'établissement de la tension plus longue et de fortes ondulations amorties a grandes fréquences.
- A l'ouverture, il n'y a pratiquement pas d'ondulations significatives a constater, ni en amplitude ni en fréquence
- En ce qui concerne le courant, nous pouvons dire que, la surintensité a l'amorçage a nettement diminué, du simple au double, à 50% du courant final, par contre a l'ouverture, celui ci s'est vu fortement perturbé, en amplitude et en fréquence, effectivement, les fréquences importantes sont remarquées lors de l'ouverture, sur une durée approximatives de $2\mu s$.

Ces remarques dénotent, de l'état imparfait du fonctionnement du hacheur, lors de l'introduction des modèles réels des paramètres des éléments passifs qui le composent.

c- Simulation avec prise en compte du câblage et des pistes imprimées :

La topologie de notre circuit, comme c'est le cas de la plupart des circuits de l'électronique de puissance, est constituée, des fils cylindriques, de fils de connexions aux composants et de pistes de circuits imprimé de sections rectangulaires. Evidemment ces circuits et pistes peuvent être modélisés par des éléments passifs, à savoir, résistances, capacités ou inductances. La modélisation des pistes de sections rectangulaires est impossible lors de la résolution avec la méthode des moments dans le cas filaire. Il faut donc trouver un modèle pour les pistes de circuit imprimé.

Pour ce faire, dans notre prochain, chapitre, nous aborderons une méthode, appelé méthode des fils fins, afin de modéliser, les pistes du circuit

imprimé, et qui repose sur une modélisation par un faisceau de N conducteurs cylindriques de rayon ' a ' et de longueur ' l ', de manière à ce que le rayonnement de ces conducteurs soit identique à celui de la ligne microruban, de même longueur ' l ', de largeur ' w ' et d'épaisseur ' e '. Dans les deux cas, les conducteurs sont situés à une distance ' h ' du plan de masse. Cette approximation est utilisée pour représenter, le couplage dans les circuits imprimés et le rôle des pistes et fils conducteurs dans ce dernier.

Suite à cela nous pourrions constater l'influence de la modélisation des pistes de circuit imprimées sur le couplage et les perturbations électromagnétiques sur les signaux émis à travers cette méthode.

II. 4. Conclusion :

Dans un circuit de convertisseur statique, on retrouve tous les éléments (composants linéaires et non linéaires, câblage, rubans et pistes de circuit imprimé) et pouvant causer des perturbations conduites ou interférer par rayonnement avec d'autres éléments du système lui-même ou d'un autre parmi ceux l'entourant.

Ainsi dans ce chapitre on a pu remarquer que tous les types de couplages possibles, pouvaient avoir lieu dans un circuit de convertisseur statique, selon la configuration du circuit de convertisseur statique et la disposition de ses différents éléments. Ils vont définir les différents couplages existants.

A cet effet, de nombreux travaux, se sont attachés à étudier les mécanismes régissant la généralisation des perturbations et ont permis de les quantifier et de mettre en évidence la prédominance de certains paramètres, tels que le mode de commutation, la topologie des systèmes destinés à convertir l'énergie et ont montré l'importance du choix des composants.

Le choix de l'étude s'est porté sur un hacheur à commutation forcée, car sa cellule se trouve dans bon nombre de convertisseurs d'électronique de puissance, et d'autre part sa structure est simple et donne ainsi une bonne vision des problèmes.

Une première simulation, s'est portée sur le fonctionnement du hacheur, avec prise en compte des modèles des éléments actifs seulement, puis une seconde avec modélisation des éléments passifs, où on pu constaté, l'étendue de l'influence de tels éléments sur la pureté des signaux et des perturbations conduites qu'ils peuvent engendrer.

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] BEN HADJ.SLAMA, « Modélisation du rayonnement électromagnétique des circuits d'électronique de puissance application a un hacheur », Thèse de Doctorat, l'Ecole Centrale de Lyon, Décembre 1997
- [2] R.PEREZ, "Handbook of Electromagnetic Compatibility", Academic press, 1995
- [3] L-B.GRAVELLE, et P-F.WILSON, "EMI /EMC in Printed Circuit Board A Literature Review", IEEE Trans.Electromagn.Compat – Vol 34, NO. 2,pp. 109-116, May 1992
- [4] J-L.SCHANEN, « Intégration de la CEM dans la conception de convertisseurs en électronique de puissance », Thèse de Doctorat INP de Grenoble, Janvier 1994
- [5] F.COSTA, « Contribution a l'étude des perturbations conduites dans les convertisseurs statiques haute fréquence », thèse de Doctorat 3^e cycle, Université Paris Sud, Orsay, 1992.
- [6] A.PUZO, « Contribution a l'étude des perturbations électromagnétiques rayonnées par des convertisseurs statiques HF », Thèse de Doctorat 3eme cycle, CEGELY, ECL, Lyon, 1992
- [7] M.LARDELLIER, « Contribution a l'étude des perturbations électromagnétiques générées par des convertisseurs à liaisons directs », Thèse de doctorat, CEGELY 1993
- [8] CH.JOUBERT, G.ROJAT, A.BEROUAL, « Perturbation électromagnétiques engendrées par les condensateurs à film métallisés », 8eme colloque international et exposition sur la CEM, Actes du colloque, Lille, 3-5 sept 1996
- [9] J.T.FESSLER, K.W. WHITES, C.R. PAUL, «The effectiveness of an image plane in reducing radiated emissions», IEEE Trans. On EMC, vol 38, no. 1, feb.1996

- [10] G.ANTONINI, S.CRISTINA, A.ORLANDI, « EMC characterization of SMPS devices circuit and radiated emissions model », IEEE Trans. On EMC, vol. 38, no 3, aug 1996
- [11] T.V.DINH, B.CABON, N.DAOUUD, J.CHILO, « Electromagnetic modelling of conductive or superconductive microstrip lines using SPICE as electromagnetic solver », Journal de physique III, vol 2, n° 11, nov. 1992
- [12] PH.PETIT, C.LABARRE-POUDROUX, C.GAUTIER, F.COSTA, « Modélisation du câblage imprimé en électronique de puissance par la méthode des fils fins », 8eme colloque international et expositions sur la CEM, Actes du colloque, Lille, 3-5 sept 1996
- [13] J.L.SCHANEN, J.ROUDET, W.TEULINGS, F.MERIENNE, « modèles analytiques de prédiction des performances CEM d'une cellule de communication MOSFET-Diode », EPF 98, Actes du colloque, Belfort, 16-18 dec 1998
- [14] M P.FOUASSIER, B.COGITOR, J.P.KERADEC, « modélisation haute fréquence des transformateurs : de la recherche aux applications industrielles », EPF 98, Acte du colloque Belfort, 16-18 dec 1998
- [15] P.RIAUBLANC, M.RENARD, « Modélisation physique des éclateurs a gaz », CEM92, Lyon, France, 2-4 juin 1992
- [16] J.P.BERENGER, « introduction de circuit localisés et de charges non linéaires dans le formalisme des fils minces aux différences finies » CEM94, 7^e colloque international et exposition sur la CEM, Toulouse 2-4 mars 1994
- [17] W.V.ANDREW, C.A.BALANIS, TIRKAS.P.A, J.PENG, C.R.BIRTCHER, « Finite-difference time-domain analysis of HF antennas on helicopter airframes », IEEE Trans. On ECM, vol 39, no2, May 1997
- [18] M.RIFFI, M.BENSEDDIK, M.BENNOUNA, « Evaluation du courant induit par des champs électromagnétiques transitoires sur des pistes de

circuits imprimés chargés par des composants non linéaires », 8eme colloque international et exposition sur la CEM, Actes du colloque, Lille, 3-5 sept 1996

- [19] M.ARROUDJ, B.KHELIF, « Contribution à l'étude des perturbations conduites dans un hacheur à commutation forcée haute fréquence », Projet de fin d'études, ENP 2001
- [20] R.TAHMI, « Contribution à l'Etudes des Perturbations Electromagnétiques des Convertisseurs de l'Electronique de Puissance », Thèse de Doctorat d'Etat, ENP 2006

Chapitre 3 :

Détermination des tensions et courants par la méthode des fils fins

III. 1. Avant propos :

Le câblage imprimé utilisé en électronique de puissance contribue à la création des perturbations électromagnétiques des convertisseurs statiques, l'étude de son influence et de son comportement électromagnétique doit donc être effectuée. La théorie des lignes s'adapte à l'étude du comportement de ces conducteurs imprimés. La détermination précise de leurs paramètres linéiques est toutefois nécessaire. La méthode des fils fin adoptée, consiste à substituer aux conducteurs imprimés des faisceaux de conducteurs cylindriques fins parallèles entre eux et dont les paramètres linéiques sont connus par des relations analytiques: c'est la méthode des fils fins [1].

Des études ont validé cette méthode après comparaison de la répartition de courant dans la section d'un conducteur imprimé calculée par la méthode des éléments finis, a celle calculée par la méthode des fils fins, dans une bande de fréquence s'étendant de 10 kHz à 100 kHz. Enfin, il a été montré qu'elle permet de déterminer précisément les impédances de lignes microruban [1]. L'intérêt de ce principe réside dans la modélisation globale du comportement électrique des lignes tant en mode différentiel qu'en mode commun. La modélisation d'un câblage imprimé est abordée en plusieurs étapes. La première étape consiste en un découpage du câblage imprimé en un ensemble de circuits élémentaires. L'importance des couplages entre lignes détermine fortement les temps de calcul. Aussi, un critère de couplage a été défini pour quantifier les différentes situations de couplage entre conducteurs, afin de séparer le traitement simple et rapide de lignes faiblement couplées, de celui plus long de conducteurs fortement couplés. A partir des dimensions des conducteurs et des courants maximaux qui les traversent, il est ainsi possible de déterminer l'importance du couplage entre lignes. La seconde étape consiste à modéliser les conducteurs par des multipôles qui sont ensuite identifiés à un réseau électrique linéaire.

Cette identification permet d'obtenir des modèles compatibles avec un simulateur temporel de type SPICE et adaptés à la complexité des couplages à représenter.

III. 2. Introduction:

La détermination des paramètres linéiques des lignes à section rectangulaire apparaît complexe, au travers des différentes méthodes qu'ont pu aborder les chercheurs. Parmi les plus connues, on peut citer, la méthode des éléments finis [2] [3], fonctions de Green ou autres méthodes analytiques [4] [5]. Ce même calcul pour des conducteurs cylindriques est plus abordable sans trop de manipulations mathématiques, c'est pourquoi plusieurs équipes de recherche se sont intéressées à la possibilité de trouver un ou plusieurs conducteurs cylindriques équivalents à un conducteur microruban [6], [7].

Nous nous sommes engagés dans la même démarche en essayant de déterminer un circuit (conducteur) équivalent, constitué par un ensemble de fils fins en parallèle, dont le comportement électrique est identique à celui de la ligne microruban.

Nous utiliserons une méthode applicable sur une bande de fréquences "hybride", c'est-à-dire une bande de fréquence comprenant une partie de la bande de fréquence étudiée par les électroniciens de puissance et une autre partie étudiée par les électroniciens des hautes fréquences, chacune des deux équipes ayant des méthodes valables sur leurs bandes de fréquences d'étude.

III. 3. Principe de la méthode des fils fins:

La méthode consiste à déterminer un faisceau de fils fins équivalent à une ligne microruban. Ce faisceau aura les mêmes paramètres de tension et de courant à son entrée et à sa sortie que la ligne microruban.

Les tensions $V_{eq}(0)$ et $V_{eq}(L)$ sont les tensions mesurées sur chaque fil fin du circuit équivalent et les courants $I_{eq}(0)$ et $I_{eq}(L)$ sont les sommes des courants de chaque fil fin en $z=0$ et $z=L$. L'équivalent entre les deux circuits passera par l'égalité de ces courants et tensions aux extrémités des fils fins et aux extrémités de la ligne microruban.

Le modèle équivalent, que nous allons étudier, est constitué de N fils "fins" parallèles à un plan de masse reliés entre eux à leurs extrémités et supposés être immergés dans le même milieu diélectrique que la ligne microruban.

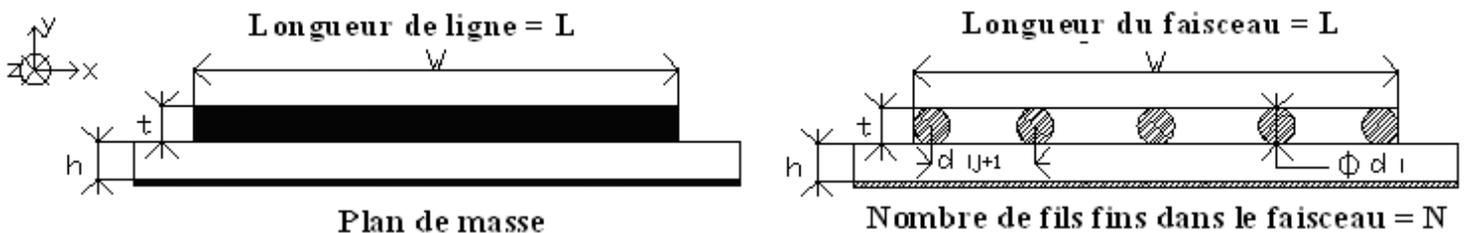


Fig. III-1 : Coupe en long d'une piste microruban, et son modèle équivalent

III. 4. Caractéristiques du "circuit équivalent":

III. 4. 1. Détermination de la résistance linéique équivalente du circuit:[1]

Cette résistance linéique statique, doit tendre vers la résistance linéique, d'un conducteur microruban, or cette résistance, est égale à :

$$R_0 = \frac{1}{\sigma W t}$$

Avec : - W épaisseur de la ligne microruban

- t hauteur de ligne microruban

Et la résistance linéique de N conducteurs en parallèle est égale à :

$$\frac{R_{\text{équivalente d'un conducteur}}}{N}$$

Nous en déduisons la résistance équivalente statique que nous affecterons à chaque conducteur :

$$R_{0i} = \frac{N}{\sigma W t}$$

Il est à noter que cette résistance, n'est en aucun cas égale à la résistance linéique d'un fil fin, comme on le définirait avec les formules classiques de l'électricité. Avec cette définition nous avons donc la résistance linéique du circuit équivalent égale à la résistance linéique d'un conducteur microruban que nous désirons caractériser.

Ces résistances équivalentes, relatives, aux différentes branches ou lignes microruban, que nous allons représenter, devons respecter certaines conditions :

- La validité des formules classiques de calcul des paramètres linéiques de conducteurs cylindriques est vérifiée lorsque la distance entre les conducteurs i et j et la hauteur par rapport au plan de masse sont supérieures au diamètre des conducteurs.
- Pour des raisons d'interprétation physique nous pouvons dire qu'en considérant le diamètre des conducteurs (Φ_i) égal à (t) de la ligne microruban, nous aurons le nombre de conducteur N et la distance entre deux conducteurs consécutifs limitée par la largeur de la ligne microruban :

$$\text{Si } \Phi_i = t, \text{ alors } N \Phi_i + (N - 1)d_{ii} = W$$

III. 4. 2. Détermination du nombre de conducteurs:

III- 4- 2- 1- Approche empirique : [1],[8],[9],[10]

Le nombre de conducteurs N est limité en valeur supérieure par la relation précédemment établie et les conditions d'application de la méthode. N peut être égal à cette valeur supérieure (142 conducteurs pour une ligne microruban de 5 mm de largeur), mais les temps de calculs qui sont proportionnels à N^2 seraient beaucoup trop importants pour de grandes largeurs. Il faut donc optimiser le nombre de conducteurs afin que les temps de calculs soient raisonnables et que les simulations donnent les résultats satisfaisants par rapport aux mesures.

Afin d'effectuer cette optimisation, nous devons choisir un critère nous permettant de valider la valeur de N . Nous allons en effet déterminer la répartition transversale du courant, dans le conducteur ruban, en $z=0$. Nous avons choisi ce critère lié à la fréquence. Si nous obtenons une bonne représentation de la densité du courant alors nous aurons une bonne représentation de tous les phénomènes liés à la fréquence (impédances, tensions et courants en $z=0$ et $z=L$).

Notre premier objectif est de déterminer une valeur minimale du nombre de conducteurs maximal à partir de laquelle la représentation de la densité de courant ne fluctuera plus.

Les recherches effectuées précédemment [1] ont montré que la densité de courant converge vers une représentation limite lorsque la valeur N augmente.

Une fois cette convergence étant montrée, une vérification que cette représentation limite, coïncide avec la représentation de la densité de courant obtenue avec simulation par éléments finis à l'aide du logiciel Maxwell, a été prouvée.

Nous pouvons voir (fig. III-2) les représentations des densités de courant; pour une ligne microruban de largeur 5mm simulée par un faisceau de fils fins dont le nombre N varie de 5 à 100, pour une fréquence de 100 kHz. Ces représentations ont pour objectif de nous montrer que N a une valeur limite à partir de laquelle la densité de courant ne varie plus. Nous voyons qu'au delà de 20 conducteurs pour représenter la ligne microruban, l'évolution de la densité de courant n'est plus significative. L'écart entre les courbes pour $N=20$, $N=30$, $N=50$ et $N=100$ est inférieur à 2 %. Nous considérons donc que la limite acceptable, lors de cette simulation est de 20 conducteurs pour une largeur de 5mm. Soit une répartition de 4 conducteurs/mm de largeur.

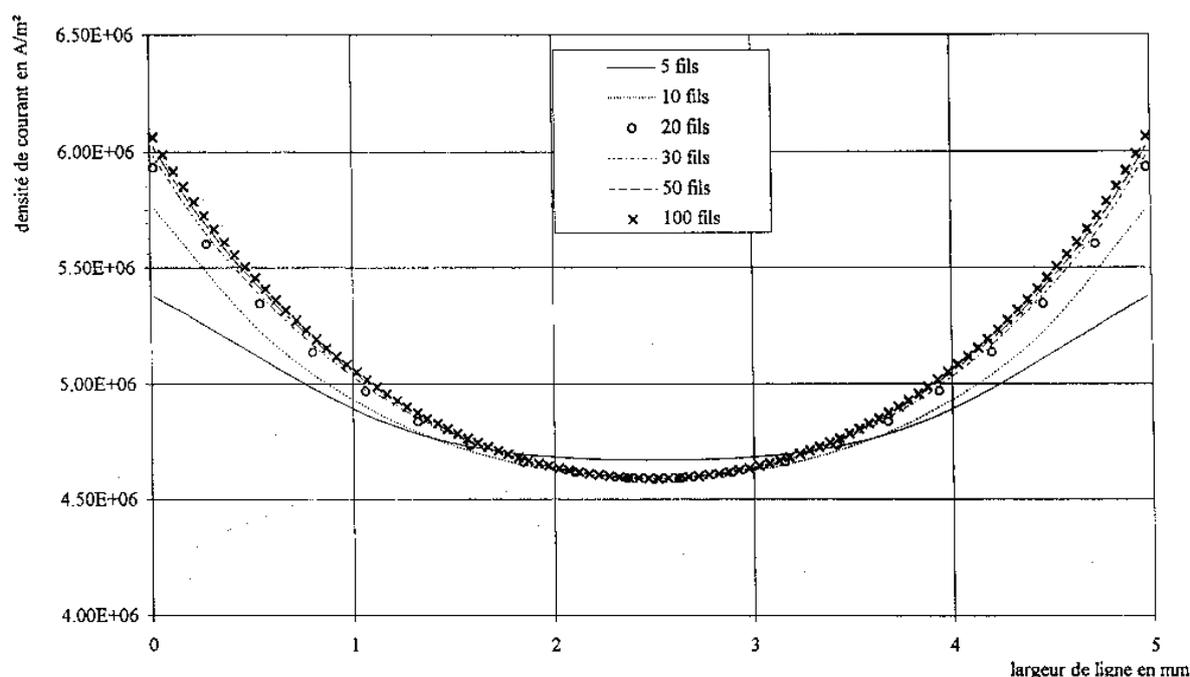


Fig. III-2 : Densité de courant pour des fils fins constitués de n conducteurs $5 \leq n \leq 100$

Cette convergence ne signifie pas que la représentation de la répartition de courant soit proche de la réalité.

Afin de vérifier la validité de cette densité linéique de conducteurs, nous considérons le circuit constitué d'une ligne microruban isolée dont les caractéristiques sont les suivantes (fig III-3) :

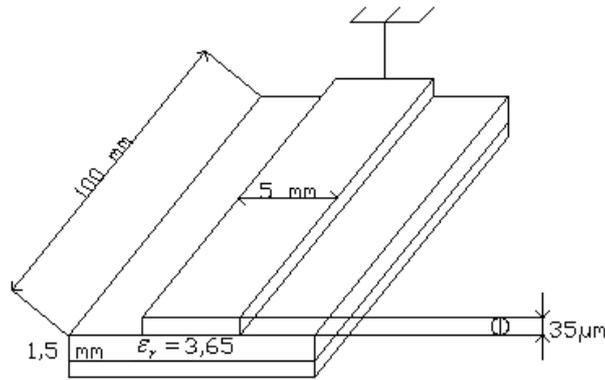


Fig. III-3

Ces caractéristiques nous permettent de définir le circuit équivalent (fig III-4) par l'ensemble de 20 fils fins en parallèle plongés dans un milieu diélectrique homogène de permittivité relative 3,65. Ces fils fins de cuivre de un diamètre de 35 μ m sont situés à une hauteur de 1,5 mm d'un plan de masse, et en court-circuit avec ce dernier en $z=L$.

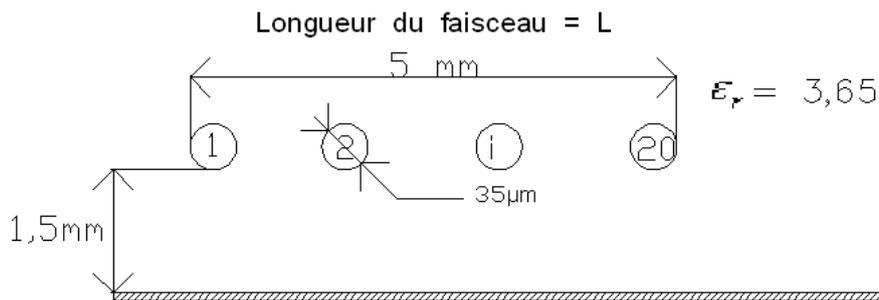


Fig.III-4

Les simulations à l'aide du logiciel d'éléments finis Maxwell d'une programmation de la méthode des fils fins sous environnement Matlab par [1] ont donné les résultats des Fig III 5 a-b-c. Nous pouvons voir qu'aux fréquences considérées ($f=100$ kHz, 1MHz, 10 MHz), la concordance entre la simulation Maxwell et la simulation fils fins est assez bonne. L'écart entre les deux méthodes n'est en effet que de 5%.

Nous pouvons aussi voir que l'effet de peau est bien représenté par la méthode des fils fins et que l'objectif visé est atteint, à savoir que : le courant sur les conducteurs situés sur les bords gauches et droits du circuit équivalent est bien plus important que celui sur les conducteurs centraux. Nous retrouvons bien

la courbe en forme de cuvette qui représente la densité de courant transversale d'une ligne microruban.

Nous pouvons remarquer que la densité de courant déterminée à l'aide de la méthode des fils fins est plus élevée que celle déterminée à l'aide des éléments finis sur les bords du conducteur et est inférieure au centre de conducteur microruban. Cet écart est dû au fait que la quantité de courant sur un fil fin a une limite. Par conséquent, elle ne peut atteindre la valeur qu'elle devrait sur les bords du conducteur. Or la quantité de courant total est identique pour les deux méthodes de simulation, donc le courant ne pouvant se retrouver sur les abords se situe au centre du faisceau de fils fins, ce qui explique qu'à cet endroit du faisceau la valeur de la densité de courant est plus élevée avec la méthode des fils fins.

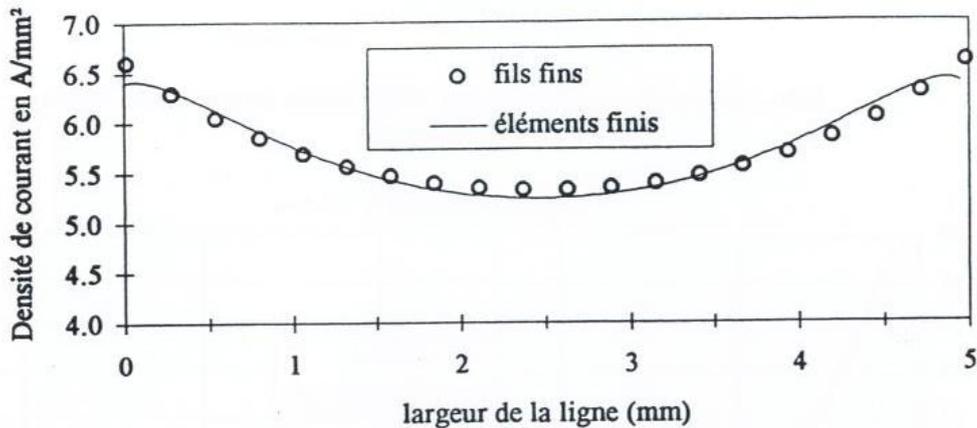


Fig. III-5-a : Répartition de courant pour une ligne de 5 mm, à la fréquence de 100 kHz

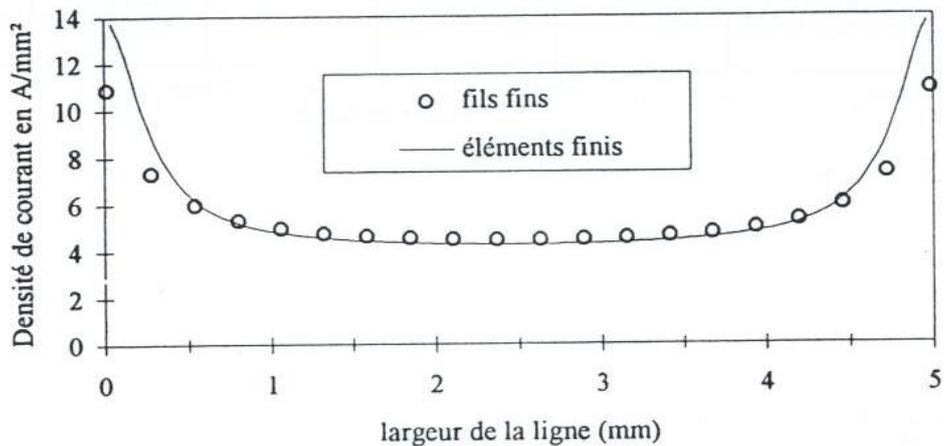


Fig. : III-5-b: Répartition de courant pour une ligne de 5 mm, à la fréquence de 1 MHz

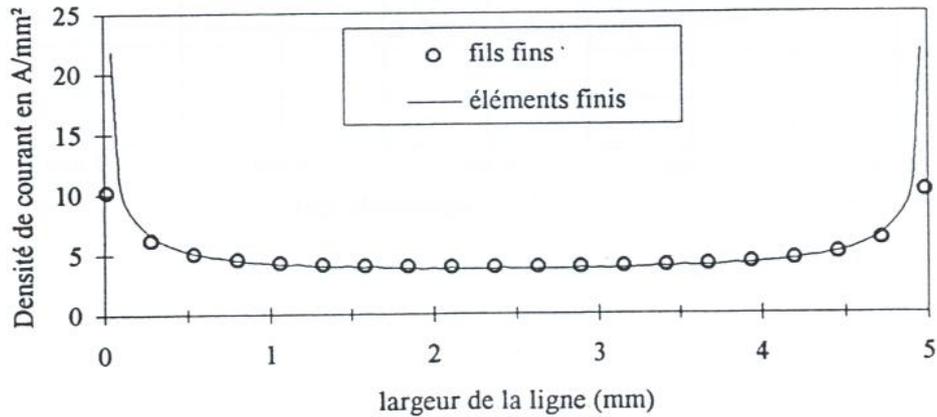


Fig. III-5-c : Répartition de courant pour une ligne de 5 mm, à la fréquence de 1 MHz

Fig. : III-5

Nous avons donc pu déterminer la densité de conducteurs qui nous donne une représentation satisfaisante de la densité de courant sur le conducteur microruban.

$$N=4 \text{ conducteurs/mm de largeur}$$

La densité de courant étant bien représentée, lors de l'utilisation de la méthode des fils fins, avec $N=4$ cond/mm ; nous pouvons nous attendre à ce que tous les paramètres liés à la fréquence, et notamment les impédances des circuits que l'on simulera, seront déterminés de la façon satisfaisante par la méthode des fils fins.

Nous vérifions aussi que lorsque l'on prend $N=4$ cond/mm, alors la valeur de d_{ij} est bien supérieure au diamètre de conducteurs ($\Phi_i=35\mu\text{m}$, et $d_{ij}=226\mu\text{m}$).

III. 5. Application a notre circuit d'étude:

Notre circuit d'étude, est un hacheur a commutation forcée, dont les composants sont placés sur une carte électronique, avec pour liaison, entre éléments, des pistes microrubans, d'épaisseurs 35mm, et 5mm de largeur.

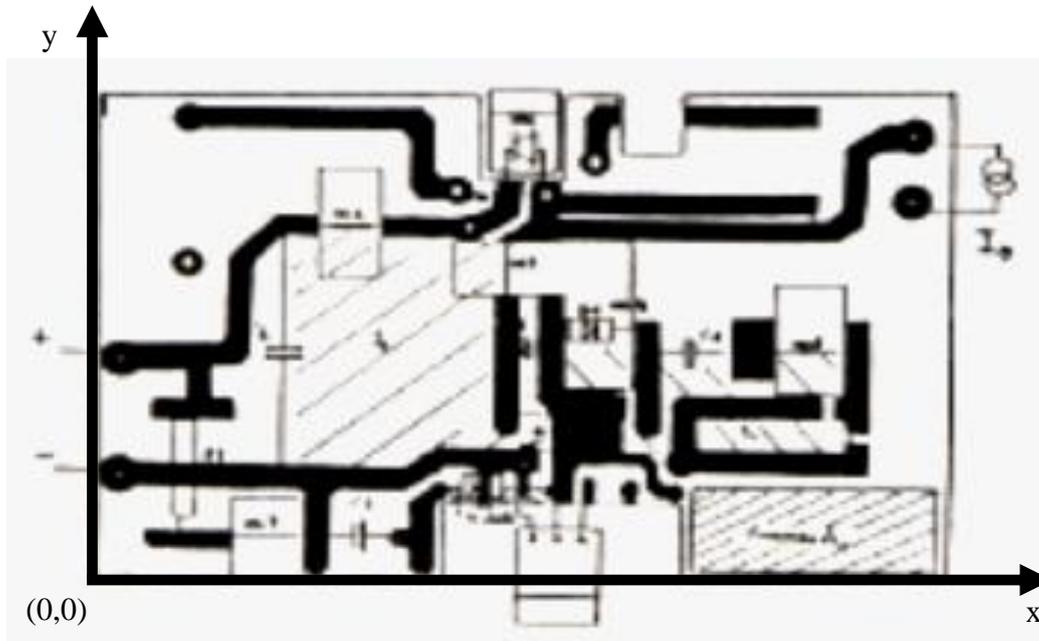


Fig. III.6 : Topologie du hacheur à commutation forcée

III. 6. Détermination des résistances :

Nous appliquerons la méthode des fils fins, pour la détermination des résistances qui se fera sur les branches des pistes microrubans, représentant, les plus grandes intensités des courants, et supposées créer les plus grandes perturbations électromagnétiques dans l'espace entourant le circuit. Selon les résultats et courbes représentés au chapitre II, il apparaît que les fortes intensités se trouvent sur les branches reliant (Fig.III.7) :

- a- R_i entre E et le nœud E, C_e , R_2 ,
- b- R_j entre la sortie du Hacheur D et le nœud D, D1, D2, L
- c- R_l entre L et le nœud D, D1, D2, L
- d- R_f enfin à l'entrée de DRL

Pour le calcul de ces résistances l'équation d'ohm classique nous donnera les résultats suivants :

$$R_i = \mu l / (t \cdot \omega) , \text{ avec } \mu = 17,8 \cdot 10^8$$

	t	W	S	l	R _i
R ₁	35.10 ⁻⁶	5.10 ⁻³	175.10 ⁻⁹	10 ⁻²	10 ⁻³
R ₂	35.10 ⁻⁶	5.10 ⁻³	175.10 ⁻⁹	55 ⁻²	55.10 ⁻³
R ₃	35.10 ⁻⁶	5.10 ⁻³	175.10 ⁻⁹	10 ⁻²	10 ⁻³
R ₄	35.10 ⁻⁶	5.10 ⁻³	175.10 ⁻⁹	18 ⁻²	10 ⁻³

Tableau III-1

Tel qu'il a été démontré dans le chapitre précédent, pour une ligne microruban de 5mm, et 35µm, nous aurons 20 fils fins. Et selon la loi classique d'ohm, la résistance de chaque conducteur serait $R_i = R / 20$, comme il a été dit auparavant, cette résistance ne serait en aucun cas égale à la résistance de chaque fils fin selon la méthode des fils fins.

Pour calculer, chacun des fils fins, pouvant remplacer la ligne microruban, on peut procéder de la manière suivante

Si l'on analyse la fig. III-2, nous constatons que celle-ci, obéit d'une forme parabolique d'équation (polynômes) et pour des raisons de précision, nous nous limiterons au cinquième ordre :

$$y = 0.0092671x^4 - 0.092671x^3 + 0.505x^2 - 1.3666x + 1.9425$$

Ceci pour la densité de courant, et donc il en est de même pour son intensité, et si l'on considère selon la même figure que la moyenne par fil fin, que la densité (ou intensité), selon l'exemple, serait égal à 1, ou à 100% du courant équivalent qui serait dispersé sur un groupe de conducteur en parallèle de même résistance à savoir que

$$I_{\text{total}}/n = \sum I_i/n = 1$$

on peut dire que

$$I_{\text{total}}=a.y(x)$$

Avec $a=I_{\text{total}}/n=I_{\text{total}}/20$, ce qui nous donnera les résultats suivant

	I ₁	I ₂	I ₃	I ₄	I ₅	I ₆	I ₇	I ₈	I ₉	I ₁₀	I ₁₁	I ₁₂	I ₁₃	I ₁₄	I ₁₅	I ₁₆	I ₁₇	I ₁₈	I ₁₉	I ₂₀
I ₁	0.975	0.8	0.675	0.575	0.485	0.415	0.365	0.335	0.331	0.3	0.3	0.331	0.335	0.365	0.415	0.485	0.575	0.675	0.8	0.975
I ₂	0.975	0.8	0.675	0.575	0.485	0.415	0.365	0.335	0.331	0.3	0.3	0.331	0.335	0.365	0.415	0.485	0.575	0.675	0.8	0.975
I ₃	0.975	0.8	0.675	0.575	0.485	0.415	0.365	0.335	0.331	0.3	0.3	0.331	0.335	0.365	0.415	0.485	0.575	0.675	0.8	0.975

Tableau III-2

La ddp au bord de chaque conducteur étant la même

$$ddp=R_{\text{total}}\cdot I_{\text{total}}$$

La résistance de chaque fil fin serait donc :

$$R_i=ddp/I_i$$

Sur chacune des branches considérées, cela donnera la les valeurs des résistances aux bornes des fils fins comme suit :

	R ₁	R ₂	R ₃	R ₄	R ₅	R ₆	R ₇	R ₈	R ₉	R ₁₀	R ₁₁	R ₁₂	R ₁₃	R ₁₄	R ₁₅	R ₁₆	R ₁₇	R ₁₈	R ₁₉	R ₂₀
R _i	0.0102	0.0125	0.0148	0.0173	0.0206	0.0240	0.0273	0.0298	0.0322	0.0333	0.0333	0.0322	0.0298	0.0273	0.0240	0.0206	0.0173	0.0148	0.0125	0.0102
R _f	0.056	0.068	0.081	0.095	0.113	0.132	0.150	0.164	0.177	0.183	0.183	0.177	0.164	0.150	0.132	0.113	0.095	0.081	0.068	0.056
R _j	0.0102	0.0125	0.0148	0.0173	0.0206	0.0240	0.0273	0.0298	0.0322	0.0333	0.0333	0.0322	0.0298	0.0273	0.0240	0.0206	0.0173	0.0148	0.0125	0.0102
R _m	0.01022	0.0125	0.0148	0.0173	0.0206	0.0240	0.0273	0.0298	0.0322	0.0333	0.0333	0.0322	0.0298	0.0273	0.0240	0.0206	0.0173	0.0148	0.0125	0.0102

Tableau III-3

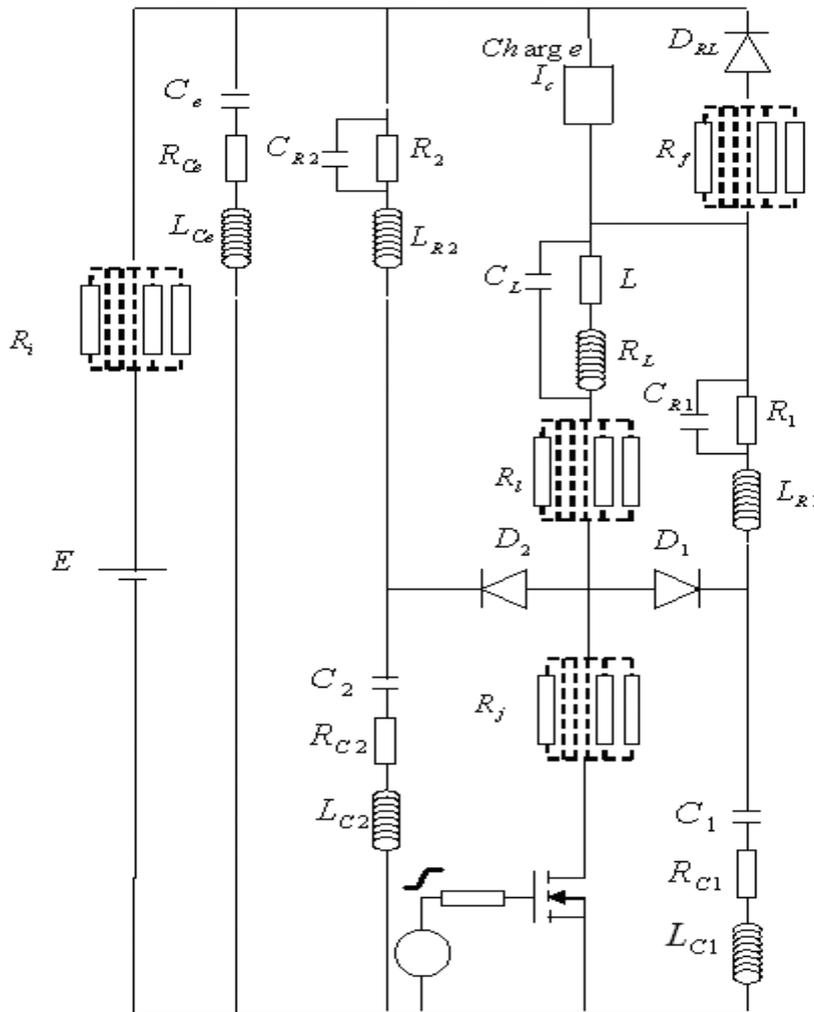


Fig. III-7

Par ailleurs, nous savons que la topologie repose aussi sur la détermination des valeurs des capacités de couplages et des inductances de câblages.

Le montage, étudié étant le même que dans [10] et [11], nous retiendrons uniquement trois inductances L_{c1} , L_{c2} , L_{c3} , ou L_{c1} , l'inductance en série de câblage, de 1m environ d'alimentation, et celle de la maille principale, par souci d'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 ou des valeurs très faibles, de l'ordre de 650nH/m , elles ne sont donc pas prise en compte.

Quant aux capacités parasites, nous tiendrons compte seulement, du couplage du aux boitiers 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 leurs existences au couplage qui existe entre le radiateur et le boitier des semi-conducteurs. Les capacités parasites provenant de la diaphonie entre pistes de la carte de circuit imprimé et le radiateur sont de l'ordre de $0,25\text{ pF}$, ce qui est assez faible comme valeur ; elles sont donc négligeable. Les signaux obtenus à l'issus de cette ultime étape sont représentés à la fig III.8 Par ailleurs, nous savons que la topologie repose aussi sur la détermination des valeurs des capacités de couplages et des inductances de câblages.

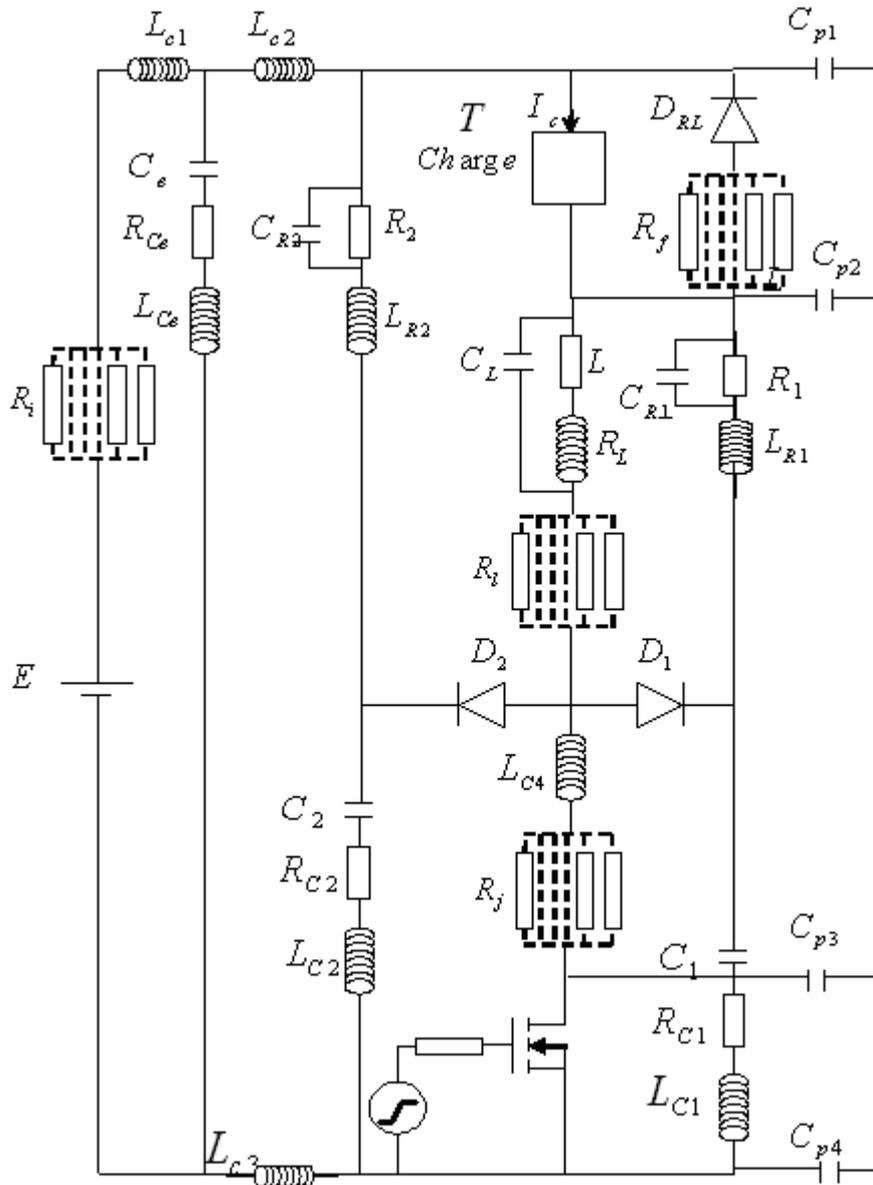


Fig.III.8

La simulation suite au schéma final obtenu, après modélisation du circuit imprimé et du câblage, nous a donné les formes de la tension et du courant a la sortie du hacheur, (voir Fig. III-9 à Fig. III-28).

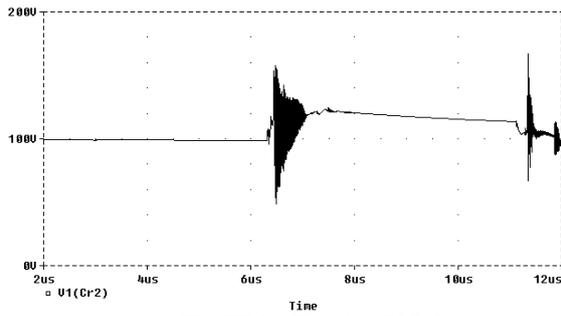


Fig.III.9 : Tension VCr2

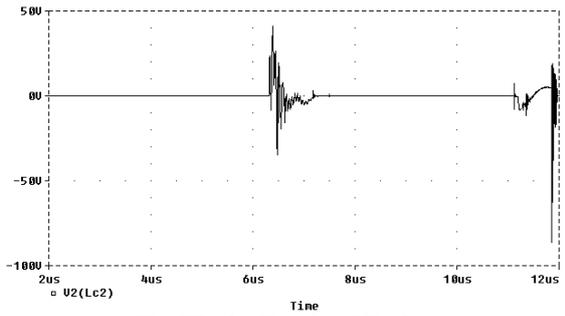


Fig.III.10 : Tension VLc2

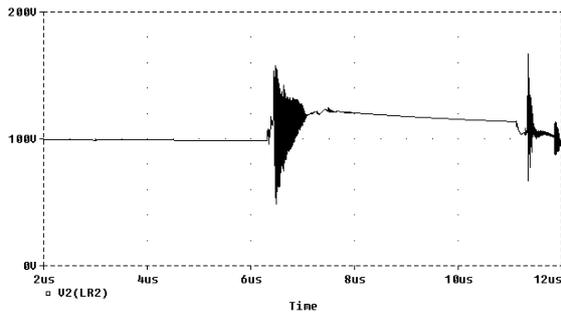


Fig.III.11 : Tension VLR2

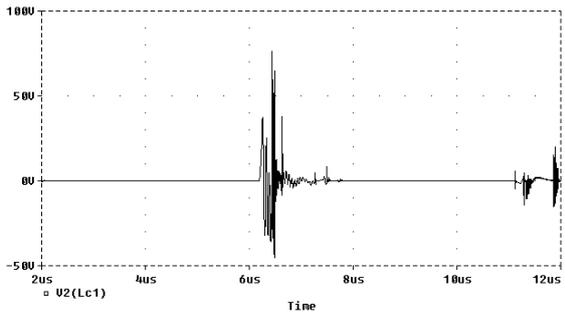


Fig.III.12 : Tension VLc1

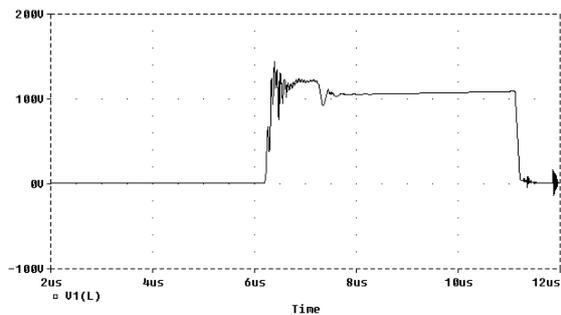


Fig.III.13 : Tension VL

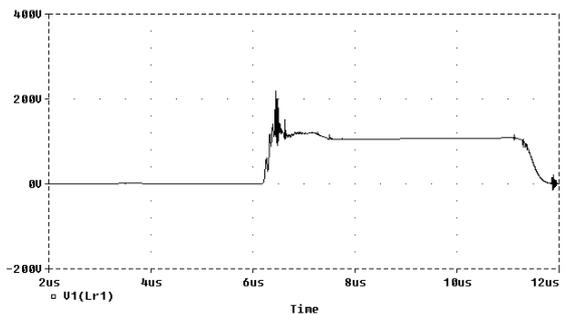


Fig.III.14 : Tension VLr1

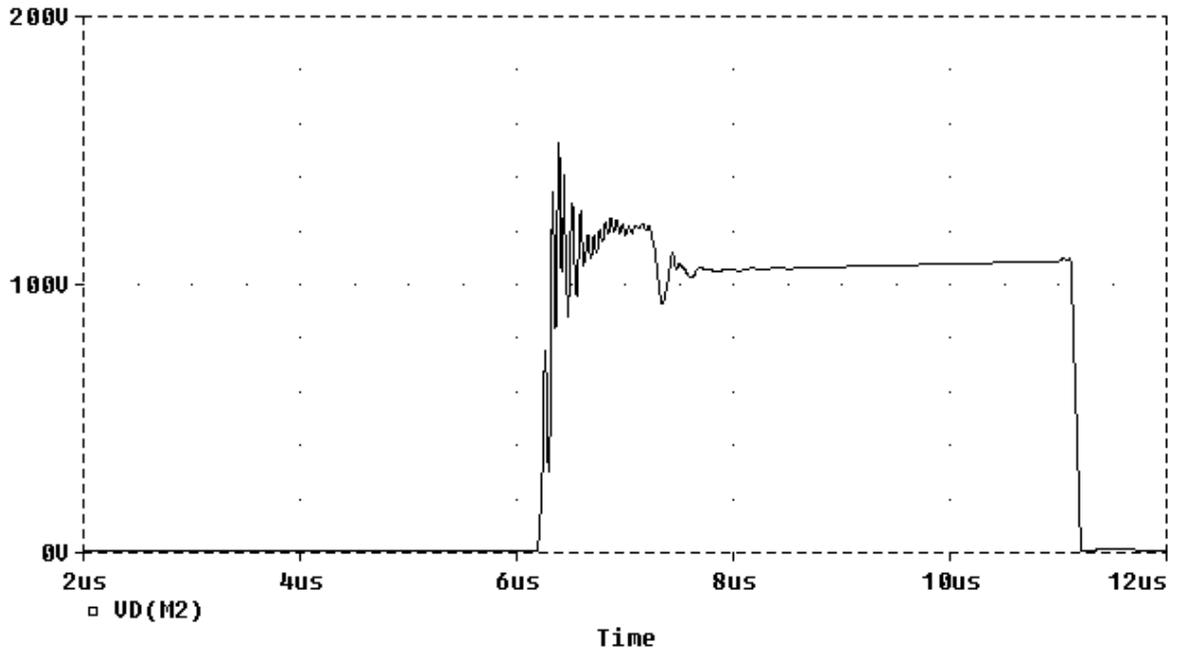


Fig.III.15 : Tension VdS

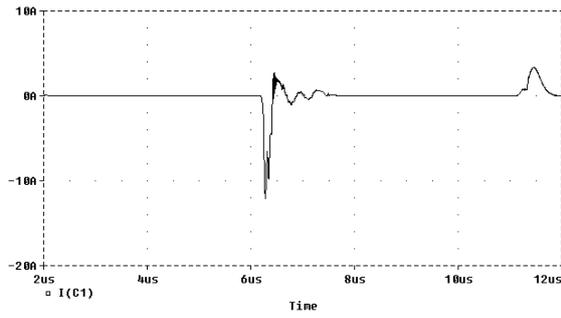


Fig.III.16 : Courant Ic1

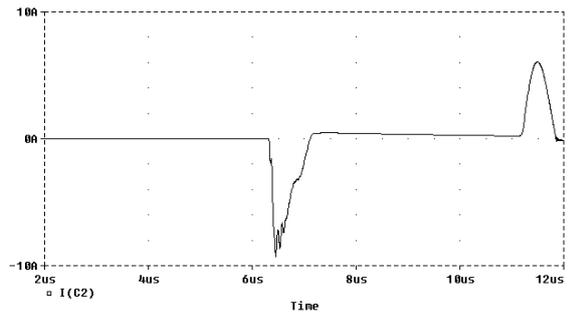


Fig.III.17 : Courant Ic2

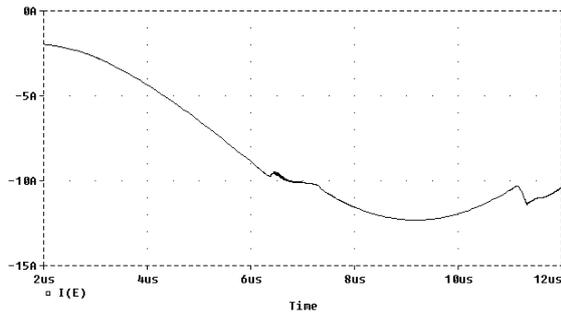


Fig.III.18 : Courant IE

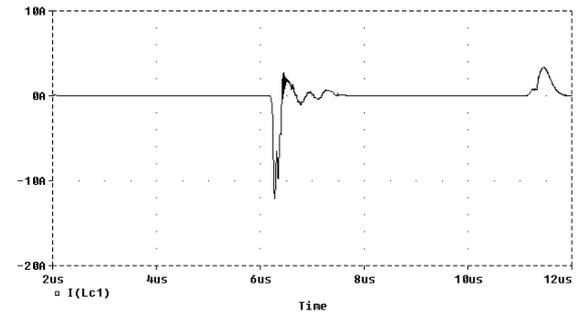


Fig.III.19 : Courant Ilc1

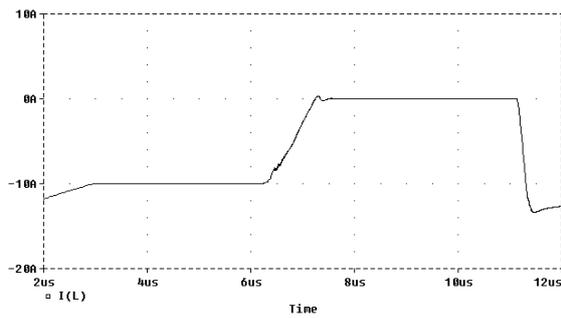


Fig.III.20 : Courant IL

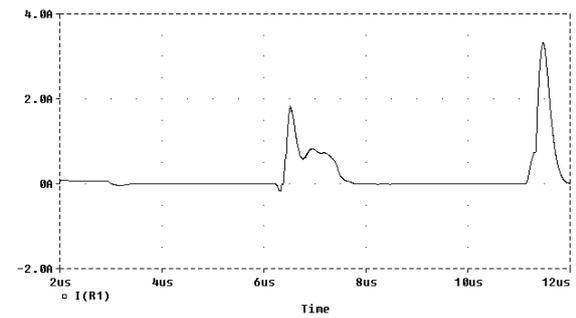


Fig.III.21 : Courant IR1

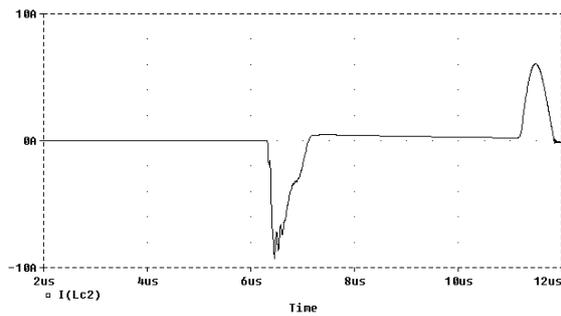


Fig.III.22 : Courant Ilc2

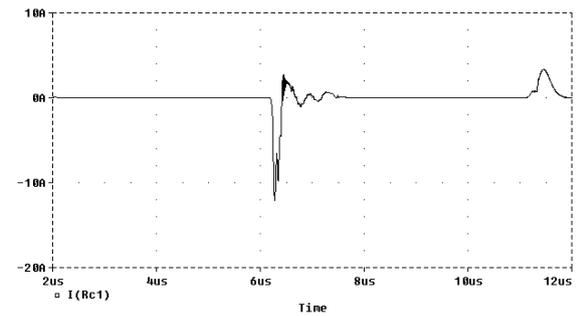


Fig.III.23 : Courant Irc1

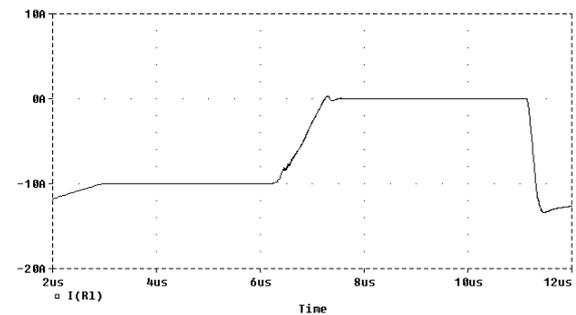
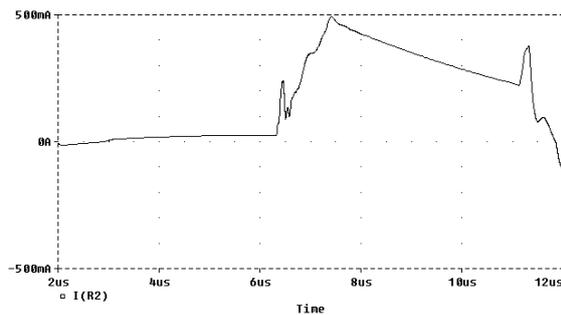


Fig.III.24 : Courant IR2

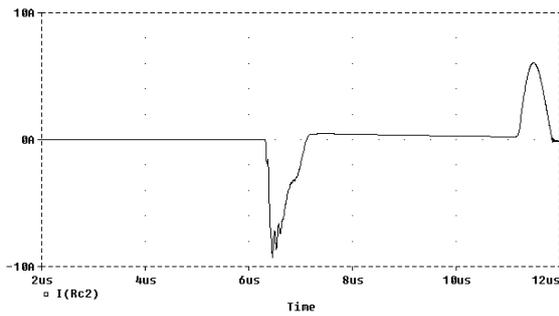


Fig.III.25 : Courant IrL

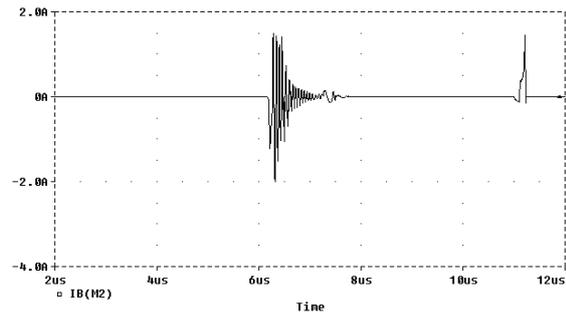


Fig.III.26 : Courant Irc2

Fig.III.27 : Courant IB

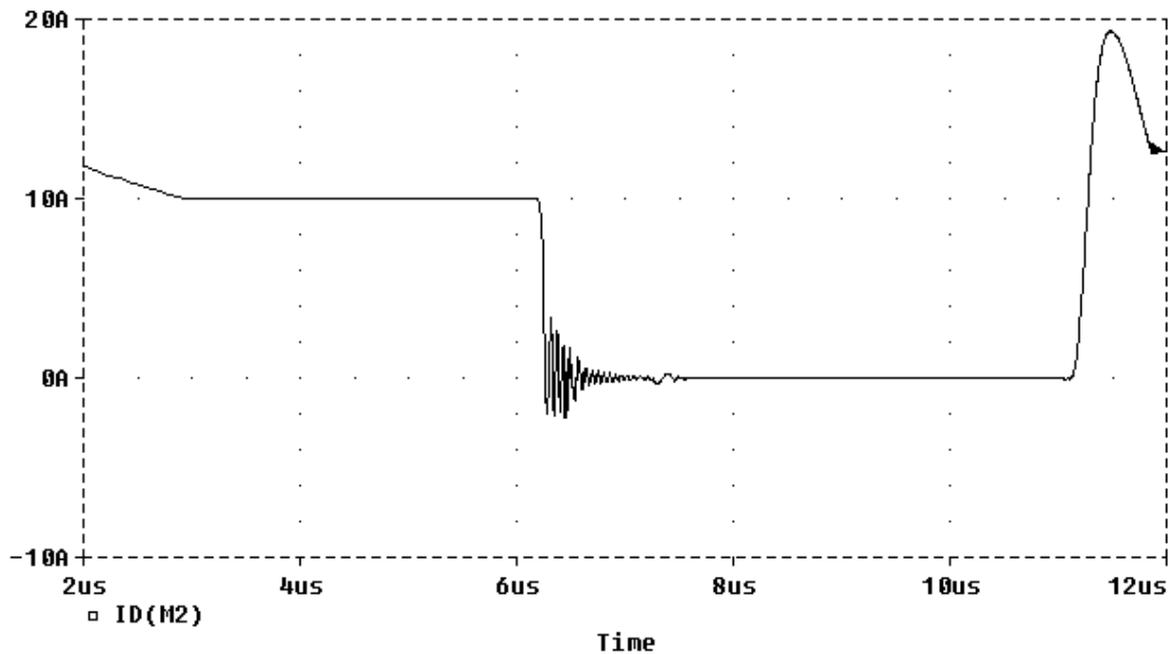


Fig.III.28 : Courant Ids

Après simulation, nous constatons comparativement aux résultats, précédemment obtenus, sans modélisation du câblage et des pistes du circuit imprimé, ce qui suit :

- Des tensions V_{cr2} et V_{Lr2} (Fig.III-9, Fig. III-11) une augmentation très significative des perturbations (oscillations) à l'amorçage du hacheur, en comparaison des simulation précédentes (Fig.II-23, Fig. II-25), de même en ce qui concerne les tensions V_{LC2} et V_{LC1} (Fig.III-10, Fig. III-12) comparé à (Fig.II-24, Fig. II-26) , V_{ds} , ou celle ci, atteint la valeur de pic de 157V, et une augmentation de la fréquence des harmoniques de perturbation, qui s'étant sur 1,6 μ S toutefois en diminuent fortement.

- En ce qui concerne le courant I_{ds} , la même constatation peut être faite que pour la tension, même si le phénomène est nettement moins visible, mais on voit une augmentation de la fréquence de perturbation en régime transitoire, à l'extinction du courant.

Comme pour les simulations du chapitre précédent (prise en compte des modèles équivalents des éléments passifs et actifs), certaines variations de la tension et du courant ont été représentées, aux abords de certains composants, et ceci, afin de constater les variations et gradients de tensions et courants importants, et les éventuelles perturbations rayonnées que cela peut provoquer sur l'espace environnant immédiat du hacheur, et donc sa prise en compte des pistes les plus affectées durant le calcul des champ perturbé.

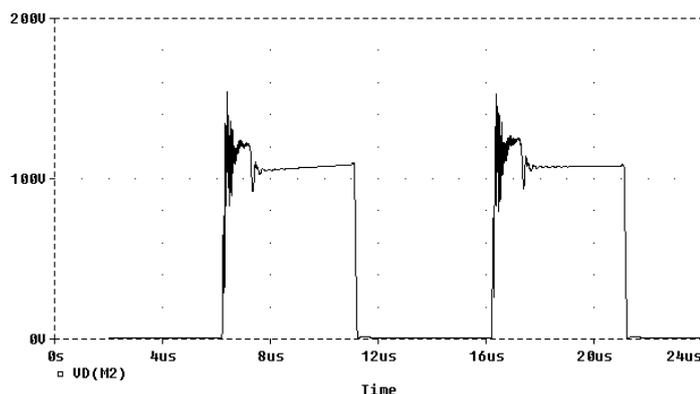


Fig.III.29 : Tension $V_{ds}(t)$ simulée

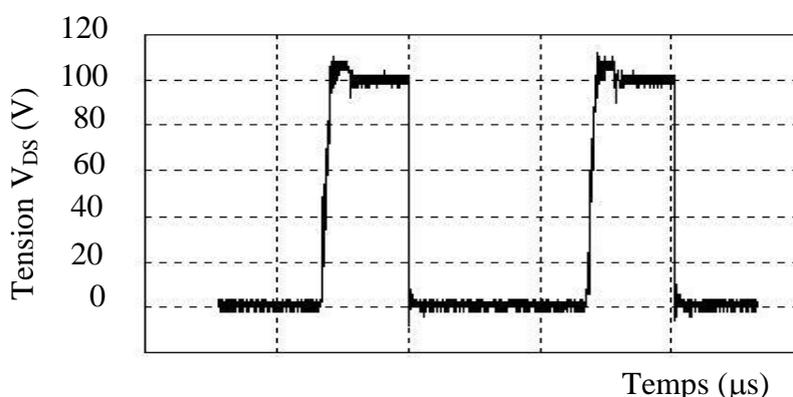


Fig.III.30 : Tension $V_{ds}(t)$ mesurée

Les figures Fig.III.29 et Fig.III.30, des tensions simulée et mesurée, nous permettent de comparer entre eux deux signaux. Tout d'abord, nous constatons bien une similitude en ce qui concerne les régimes transitoires, avec des perturbations, et oscillations lors du blocage du transistor, toutefois avec une amplitude moins forte en mesure (130V max) en mesurée que simulée (157V max). D'autre part une autre similitude en ce qui concerne l'amorçage du transistor, qui ne voit pratiquement pas de régime transitoire ou d'oscillation, pour les deux graphes. Le reste de la période du hacheur, en régimes établis, celui-ci voit, des tensions en régime stable, sans crépitement pour la figure simulé, alors que pour l figure mesurée, on constate quand même, la persistance, d'harmonique de perturbation.

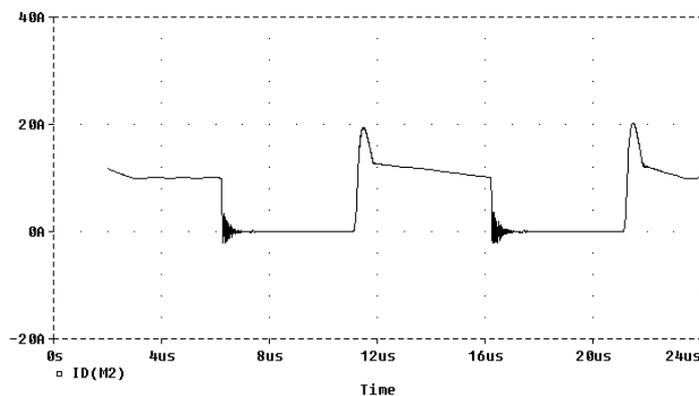


Fig.III.31 : Courant $I_{ds}(t)$ simulée

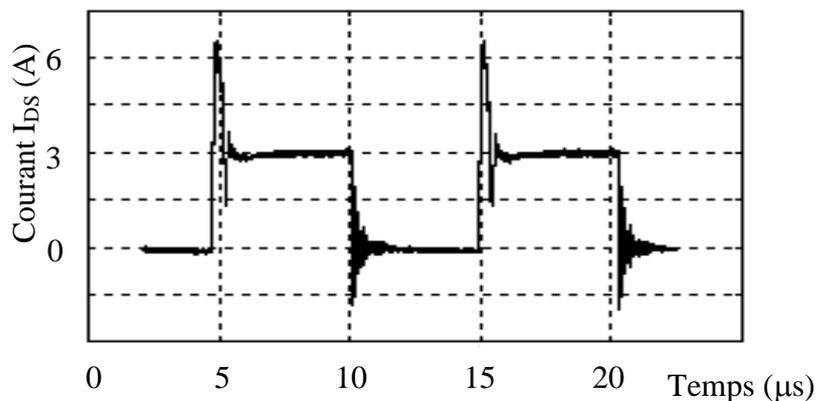


Fig.III.31 : Courant $I_{ds}(t)$ mesurée

Même chose en ce qui concerne les courants au niveau de l'interrupteur principal, à savoir un pic de courant de courant important à l'amorçage du transistor (+100% de la valeur finale en régime établi pour les deux figures) avec des fréquences moins importantes, que lors du blocage du transistor, où on constate un transitoire ave de fortes harmoniques de perturbation, pour les deux cas.

III. 7. Conclusion:

Le câblage imprimé utilisé en électronique de puissance contribue à la création des perturbations électromagnétiques des convertisseurs statiques. La théorie des lignes peut s'adapter à l'étude du comportement de ces conducteurs imprimés. La détermination précise de leurs paramètres linéiques est toutefois nécessaire. Une méthode donc a été proposée dans ce chapitre, et qui consiste à substituer aux conducteurs imprimés, des faisceaux de conducteurs cylindriques fins parallèles entre eux et dont les paramètres linéiques sont connus par des relations analytiques: c'est la méthode des fils fins. Il a été montré qu'elle permet de déterminer précisément les impédances de lignes microruban .

La détermination des paramètres linéiques des lignes à section rectangulaire apparaît complexe au travers des différentes méthodes qu'ont pu aborder les chercheurs (la méthode des éléments finis, fonctions de Green...etc) Ce même calcul pour des conducteurs cylindriques est plus abordable sans trop de manipulations mathématiques, c'est pourquoi plusieurs équipes de recherche se sont intéressées à la possibilité de trouver un ou plusieurs conducteurs cylindriques équivalents à un conducteur microruban. Nous nous sommes engagés dans la même démarche en essayant de déterminer un circuit (conducteur) équivalent, constitué par un ensemble de fils fins en parallèle, dont le comportement électrique est identique à celui de la ligne microruban, c'est la méthode des fils fins.

Le principe de la méthode a été longuement expliqué, pour convaincre le lecteur de la justesse de cette méthode, et particulièrement dans notre cas d'étude. A travers notamment l'étude des caractéristiques du circuit équivalent (détermination de la résistance linéique du circuit et du nombre de conducteur équivalent à une piste micro ruban), ce qui nous a permis de s'attaquer à notre

circuit, en toute confiance et quiétude. La modélisation des pistes microrubans établie (pour les branches uniquement présentant un intérêt, à savoir celles indiquant la présence de courants et tensions à gradient important), il a été avant simulation, pris en compte de la topologie du circuit, qui repose aussi sur la détermination des valeurs des capacités de couplages et des inductances de câblages.

Les résultats, de simulations, sont particulièrement intéressants, car ils nous informent sur les différences constatées, des signaux obtenus avant et après modélisation, des pistes de circuit imprimé. Ceux ci sont d'ailleurs d'autant plus lisibles, que le circuit est long, et pour cause, plus les pistes du circuit sont longues, plus les impédances des fils fins équivalents, sont plus importants, d'où l'importance du modèle équivalent des pistes par cette méthode.

Pour conclure, cette méthode, nous a permis de déterminer, d'une manière un peu plus précise, les courants et tensions, existants dans les différentes mailles, ce qui nous permettra dans le chapitre suivant, de déterminer avec précision les différents champs magnétiques et électriques produits par le convertisseur.

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] P.PETIT, « Contribution à la modernisation du câblage utilisé en électronique de puissance par la méthode des fils fins », Thèse de Doctorat, Conservatoire National des Art et Métiers, Décembre 1996
- [2] D.MACIEL, « Etude et modélisation des risques électromagnétiques supportés par des câbles de transmission d'informations contenus dans des chemins métalliques installés sur des sites industriels », Thèse de doctorat, l'USTL (Lille), 1993
- [3] R.LAROUSSI, G.I.COSTACHE, « Finite element method applied to EMC problems », IEEE Trans, on EMC, Vol 35, N°2, Mai 1993
- [4] R.L.KHAN, G.I.COSTACHE, «Finite element method applied to modelling crosstalk problems on printed circuit boards», IEEE Trans, on EMC, Vol 31, N°1, Fevrier 1989
- [5] ZHEN-QIU NING, P.M.DEWILDE, F.L. NEERHOFF, «Capacitance coefficients for VLSI multilevel metallization lines», IEEE Trans, on Electronics Devices, Vol ED-34, N°3, Mars 1987,
- [6] W.T.WEEKS, «Calculation of coefficients of capacitance of multiconductor transmission lines in a presence of a dielectric interface», IEEE Trans, on MTT, Vol MTT-18, N°1, Janvier 1970,
- [7] P-J.SAHA, J.DOWLING, «A combined cad package to predict and minimised EM radiation from a PCB at design stage», International Symposium on EMC'94 ROMA, pp. 631-637, 13-16 September 1994
- [8] J.L.SCHANEN, « Intégration de la Compatibilité Electromagnétique dans la conception de convertisseurs en Electronique de puissance », Thèse de doctorat, l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Janvier 1994
- [9] J.L. SCHANEN, J.ROUDET, « Prédétermination des inductances de câblage pour la simulation fine des convertisseurs », 7ème Colloque

International et exposition sur la CEM , CEM'94, pp, 439-443, Toulouse, France, Mars 1994

- [10] R.TAHMI, « Contribution à l'étude des perturbations Electromagnétiques des Convertisseurs de l'Electronique de Puissance », Thèse de Doctorat, l'ENP d'Alger 2006
- [11] M.ARROUDJ, B.KHELIF, « Contribution a L'étude des Perturbations Conduites dans un Hacheur a Commutation Forcée Haute Fréquence », Projet de Fin d'Etude à l'ENP, juin 2000

Chapitre 4

Détermination du Champ Electromagnétique Rayonné au dessus du Hacheur à Commutation Forcée

IV. 1. Introduction :

Dans les hacheurs à commutation forcée, tout comme dans tout circuit imprimé appartenant à l'électronique de puissance, les fils de connexions et pistes de circuits imprimés, sont les principales sources de rayonnement électromagnétique [1], du fait de la variation des tensions et courants, implique que ces derniers (fils et pistes) se comportent comme des antennes rayonnantes en champ électrique et magnétique [2].

Dans ce chapitre nous allons déterminer les champs magnétiques et électriques, émis par ces circuits de l'électronique de puissance. Ces champs en question, seront calculés pour chaque branche élémentaire du circuit, soumise à un gradient de courant ou tension important. Puis nous déduirons le champ électromagnétique global produit par l'ensemble du circuit imprimé.

IV. 2. Rappel sur le calcul du champ électromagnétique : [1], [3]

IV. 2. 1. Les équations de maxwell :

Considérons un milieu isotrope et homogène de permittivité ϵ_0 et perméabilité μ_0 . La propagation du champ électromagnétique s'effectue dans l'espace libre selon les équations de Maxwell qui s'expriment sous la forme suivante :

$$\text{rot}\vec{E} = \frac{\partial\vec{B}}{\partial t} \quad (\text{IV.1})$$

$$\text{rot}\vec{H} = \vec{j} + \frac{\partial\vec{D}}{\partial t} \quad (\text{IV.2})$$

$$\text{div}\vec{D} = \rho_v \quad (\text{IV.3})$$

$$\text{div}\vec{B} = 0 \quad (\text{IV.4})$$

\vec{E} : Vecteur champ électrique

\vec{B} : Vecteur induction magnétique

\vec{H} : Vecteur champ magnétique

\vec{j} : Vecteur densité de courant

\vec{D} : Vecteur induction électrique

ρ_v : Densité volumique de charge

A partir de l'équation (V1.4), on peut déduire qu'il existe un potentiel vecteur magnétique \vec{A} tel que :

$$\vec{B} = \text{rot}\vec{A} \quad (\text{IV.5})$$

Le champ magnétique \vec{H} s'écrit alors:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \text{rot}\vec{A} \quad (\text{IV.6})$$

De même, le champ électrique E s'exprime en fonction du potentiel magnétique A et du potentiel scalaire électrique V

$$\vec{E} = -\text{grad}\vec{V} - \frac{\vec{A}}{\partial t} \quad (\text{IV.7})$$

Ainsi connaissent A et V , on peut calculer les champs électrique et magnétique en tout point de l'espace.

IV. 2. 2. Détermination du potentiel vecteur magnétique et potentiel scalaire électrique :

En utilisant la Jauge de Lorentz :

$$\text{div}\vec{A} = -\varepsilon_0\mu_0 \frac{\partial V}{\partial t} \quad (\text{IV.8})$$

Nous savons aussi des équations de propagation du potentiel magnétique vecteur \vec{A} (et même pour H, B, E, V) que ;

$$\Delta\vec{A} + \mu_0\vec{J} - \varepsilon_0\mu_0 \frac{\partial^2\vec{A}}{\partial t^2} = 0$$

L'ensemble projeté dans un plan fréquentiel, on obtient l'équation différentielle régissant le potentiel magnétique \vec{A} :

$$\Delta \vec{A} + \mu_0 \varepsilon_0 \omega^2 \vec{A} = -\mu_0 \vec{J} \quad (\text{IV.9})$$

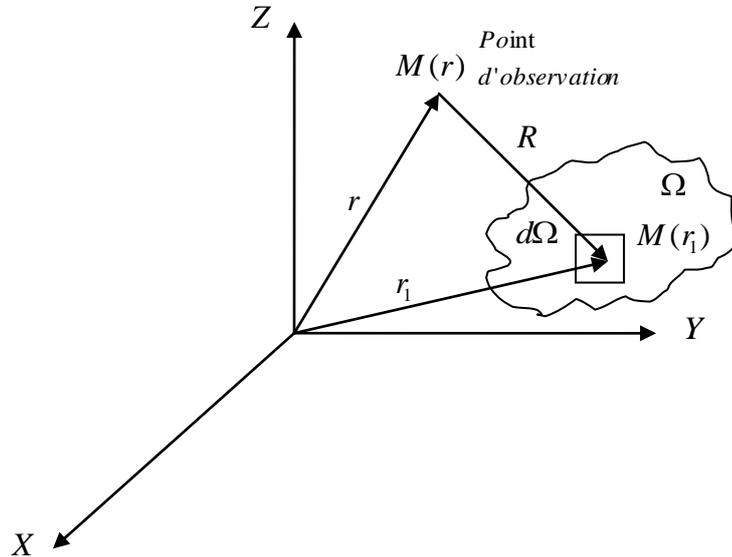


Fig. IV.1 : Disposition du calcul

On sait aussi selon l'équation de répartition du potentiel que :

$$\Delta A + \mu_0 J = 0$$

Les solutions en régime quasi-stationnaire, nous permettent d'écrire que :

$$A(t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \iiint \frac{J(t)}{R} d\Omega$$

et

$$V(t) = \frac{1}{4\pi \varepsilon_0} \iiint \frac{\rho(t)}{R} d\Omega$$

La solution, en un point M est :

$$A(r) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{\Omega} J(r) \frac{e^{-j\beta R}}{R} d\Omega \quad (\text{IV.10})$$

Où Ω est le volume où circule le courant J_r , $R = |r - r_1|$ est la distance entre le point d'observation $M(r)$ et le point $M(r_1)$ où circule le courant (figure IV.1),

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ est le nombre d'onde, $\lambda = \frac{c}{f}$ est la longueur d'onde, c est la vitesse de la lumière et f la fréquence d'excitation. Le terme $e^{-j\beta R}$ traduit l'effet de propagation. Lors du calcul en champ proche [1] [2], ce terme est souvent pris égal à 1. En effet, en champ proche, la distance R entre le point d'observation et le point où circule le courant est négligeable comparée à la longueur d'onde ($R \ll \lambda$).

Le potentiel scalaire électrique V est alors égal à :

$$V = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_S \rho \frac{e^{-j\beta R}}{R} d\Omega \quad (\text{IV.11})$$

Dans notre étude, nous nous intéressons au calcul du champ électromagnétique proche, donc le terme $e^{-j\beta R}$ est pris égal à 1.

Le potentiel scalaire électrique [2] peut aussi être calculé à partir du potentiel vecteur A , en faisant appel à l'équation de continuité ($\frac{\partial \rho_V}{\partial t} = -\nabla \cdot J$) :

$$V = -\frac{I}{J\omega\mu\epsilon} \nabla \cdot \vec{A}$$

IV. 3 . Détermination du champ électromagnétique rayonné:[4],[5],[6]

Pour déterminer le champ électromagnétique rayonné par un circuit de l'électronique de puissance, nous allons calculer la somme des champs rayonnés par les branches constituant les différentes mailles perceptible d'émettre un rayonnement important (gradient de courant ou tension important) et perturbant pour les composants se trouvant constituant la carte électronique (circuit imprimé), ou dans l'espace immédiat, de celle-ci.

IV. 3. 1. Les hypothèses de calcul :

Nous supposons que les composants du circuit sont parfaits et de faibles dimensions, ainsi le rayonnement du circuit est dû uniquement à celui de la topologie. Un circuit de convertisseur de puissance peut être décomposé en mailles et branches (figure IV.2). Pour calculer le champ électromagnétique rayonné par le convertisseur, nous allons calculer le champ rayonné par toutes les branches élémentaires intéressantes. Une branche est modélisée par une portion de conducteurs droit soumis à une différence de potentiel. Une maille est modélisée par une boucle rectangulaire parcourue par un courant.

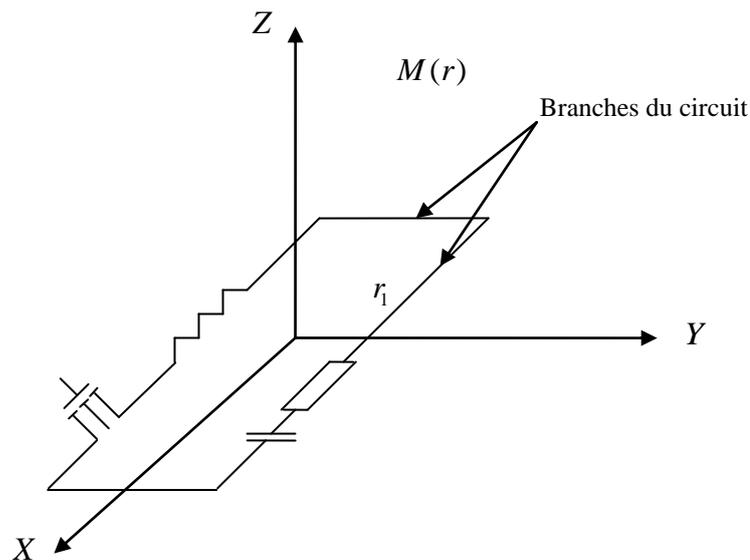


Fig.IV.2: Décomposition du circuit en branches et en mailles

Pour simplifier les calculs nous adoptons les hypothèses suivantes :

- Les conducteurs sont filiformes.
- Le circuit du convertisseur est plan (par exemple dans le plan XY). La composante selon l'axe Z du potentiel vecteur magnétique A est donc nulle.
- Pour une branche élémentaire AB, nous adoptons la convention d'orientation suivante : le courant entre en A et sort en B.
- Pour une branche élémentaire AB, nous supposons que le courant est constant tout le long de la branche.
- Sachant que les mailles sont rectangulaires, nous orientons le repère de manière à ce que AB soit parallèle à l'axe X ou à l'axe Y.
- La propagation du champ électromagnétique s'effectue dans l'espace libre.
- Pour tenir compte de la présence du plan de masse, nous supposons que la conductivité de ce dernier est infinie et que ses dimensions sont importantes par rapport à celle du circuit.

Nous utilisons de ce fait la théorie des images [5].

IV.3.2. Calcul du champ magnétique rayonné H :[2]

Soit le courant qui circule dans une branche élémentaire AB du circuit (Figure VI.3).

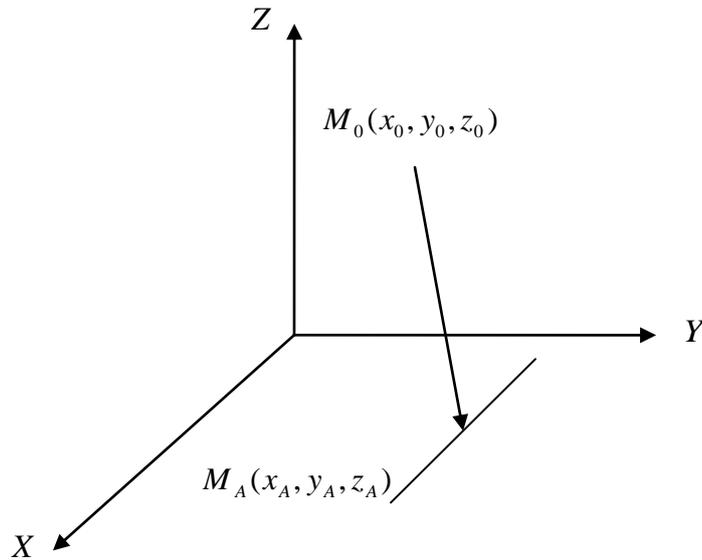


Figure VI.3- Une branche élémentaire AB du circuit

A partir de l'équation (VI.10), nous avons :

$$A = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_A^B I \frac{e^{-j\beta R}}{R} dl \quad (IV.12)$$

Le terme $e^{-j\beta R}$ est décomposé en une partie réelle et une partie imaginaire. En utilisant (Eq I.6), nous calculerons le vecteur champ magnétique H. Le produit du courant I par $j\omega$ (dans le domaine fréquentiel) correspond à sa dérivée par rapport au temps $\frac{\partial I}{\partial t}$ (dans le domaine fréquentiel). Nous obtenons en un point $M(x_0, y_0, z_0)$, les composantes du champ magnétique H rayonné par toutes les branches AB :

$$H_x = \sum_{AB} \frac{(Z_0 - Z_A)}{4\pi} \int_{Y_A}^{Y_B} T dY \quad (IV.13)$$

$$H_y = \sum_{AB} \frac{(Z_0 - Z_A)}{4\pi} \int_{X_A}^{X_B} T dX \quad (IV.14)$$

$$H_z = \sum_{AB} \frac{1}{4\pi} \left[(Y_0 - Y_A) \int_{X_A}^{X_B} T dX - (X_0 - X_A) \int_{Y_A}^{Y_B} T dY \right] \quad (\text{IV.15})$$

Avec

$$T = \left(I \frac{\cos \beta R}{R^3} + \frac{\partial I}{\partial t} \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \frac{\sin \beta R}{R^3} \right) \quad (\text{IV.16})$$

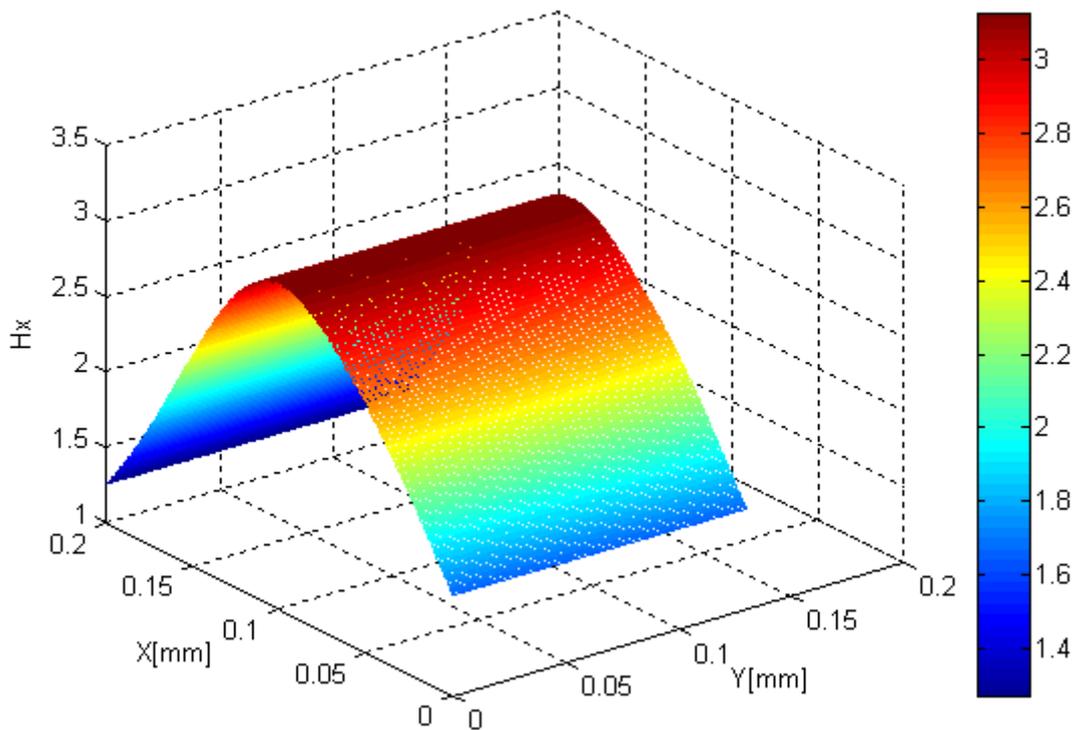


Fig IV.4: Champ magnetique H_x au dessus du hacheur

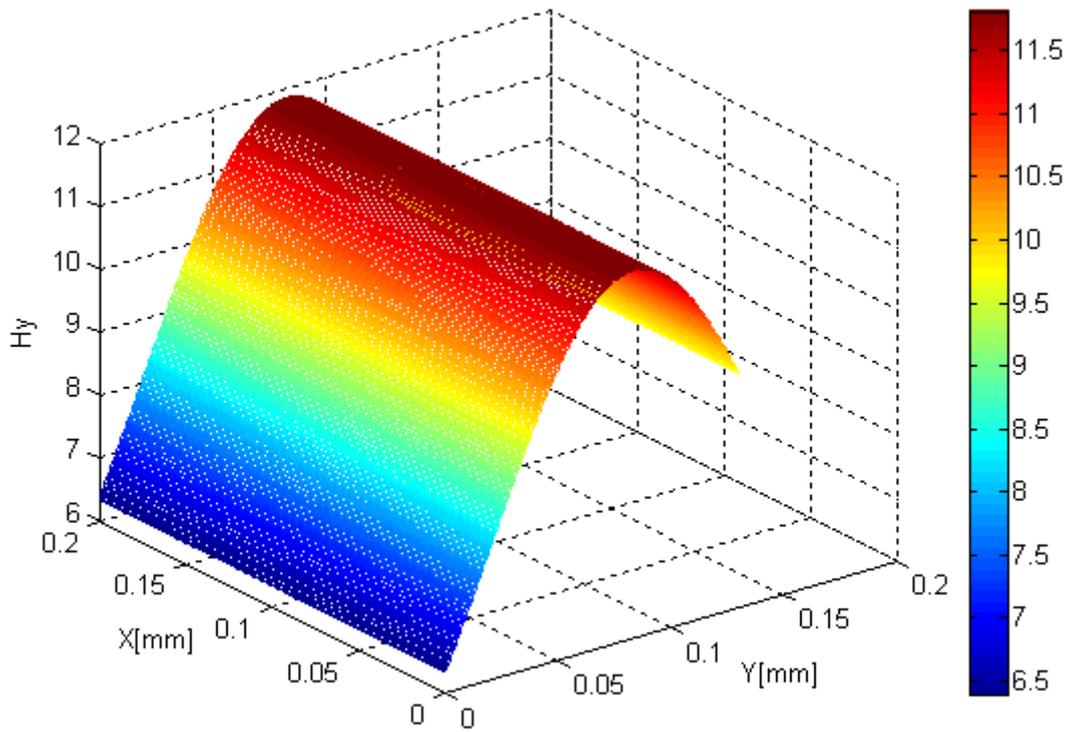
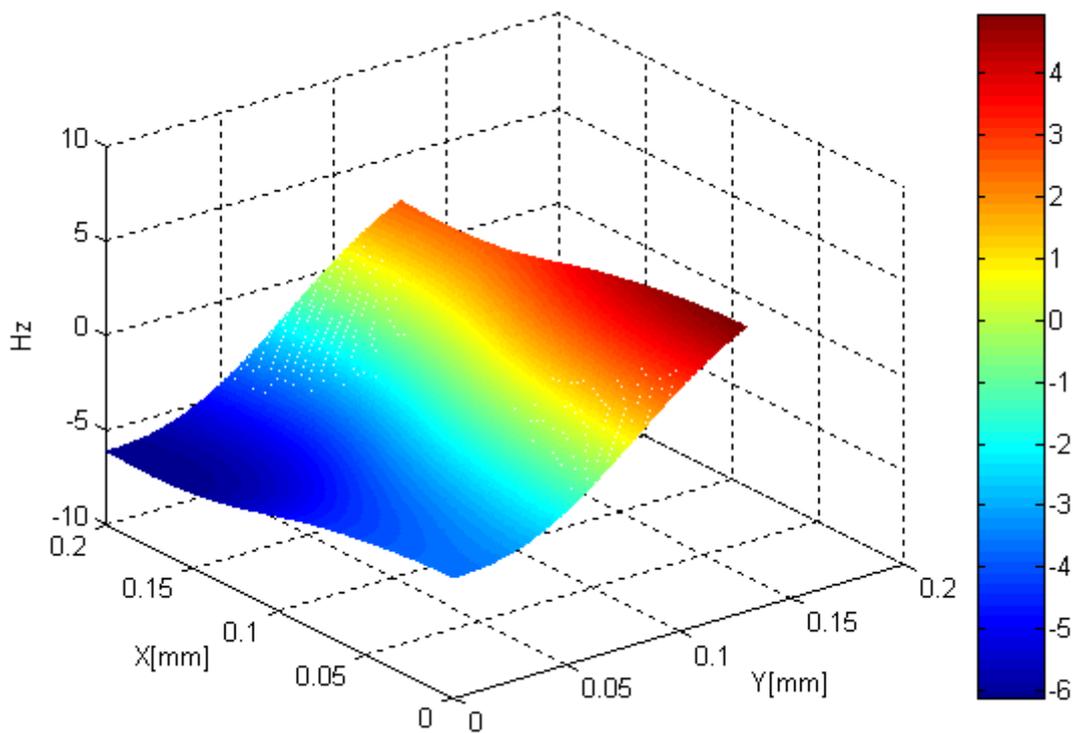
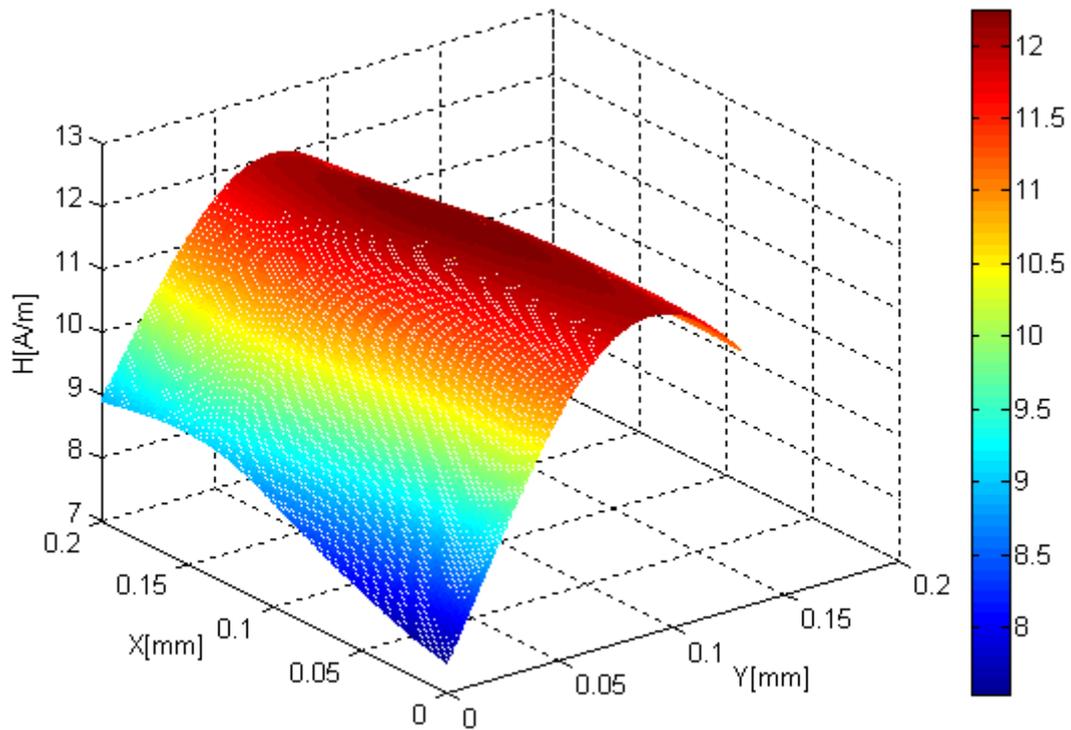


Fig IV.5: Champ magnétique H_y au dessus du hacheur



FigIV.6: Champ magnétique H_z au dessus du hacheur



FigIV.7: Champ magnétique H au dessus du hacheur

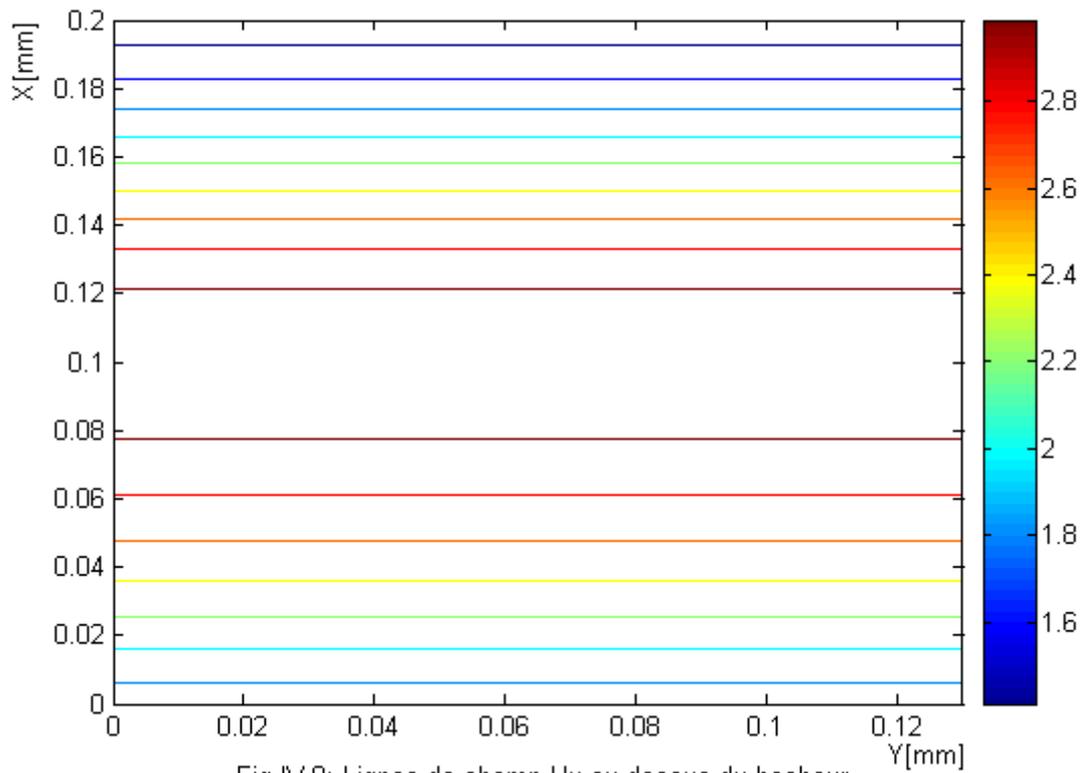


Fig IV.8: Lignes de champ Hx au dessus du hacheur

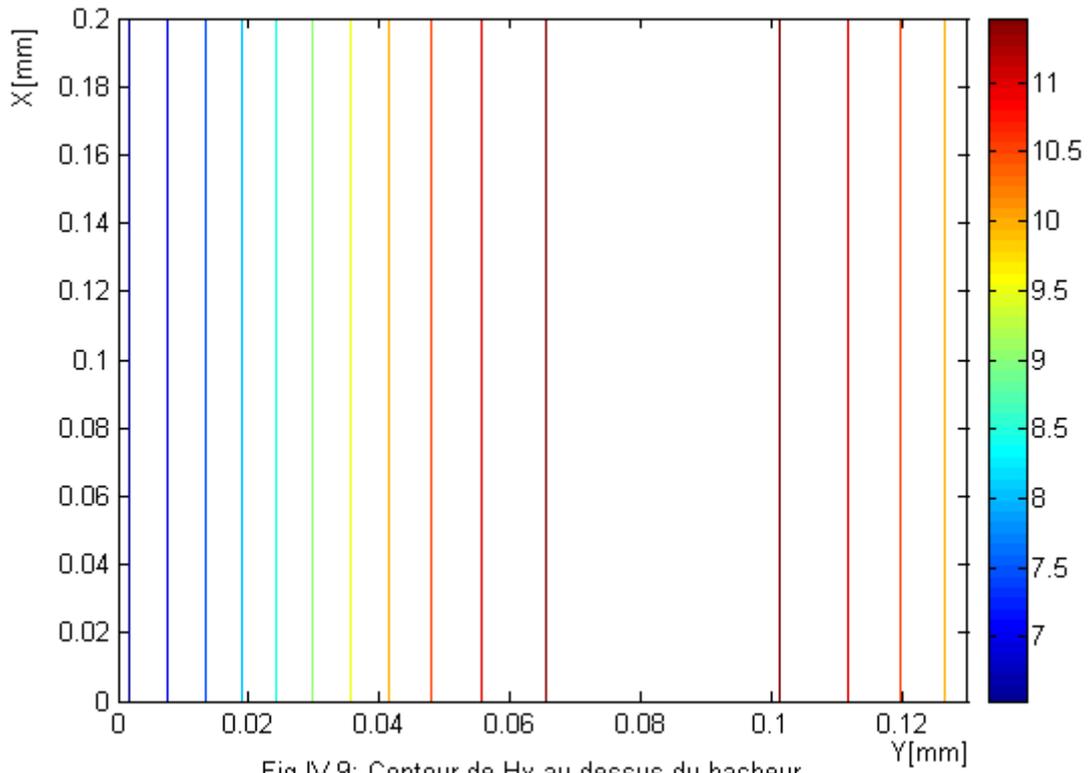


Fig IV.9: Contour de H_y au dessus du hacheur

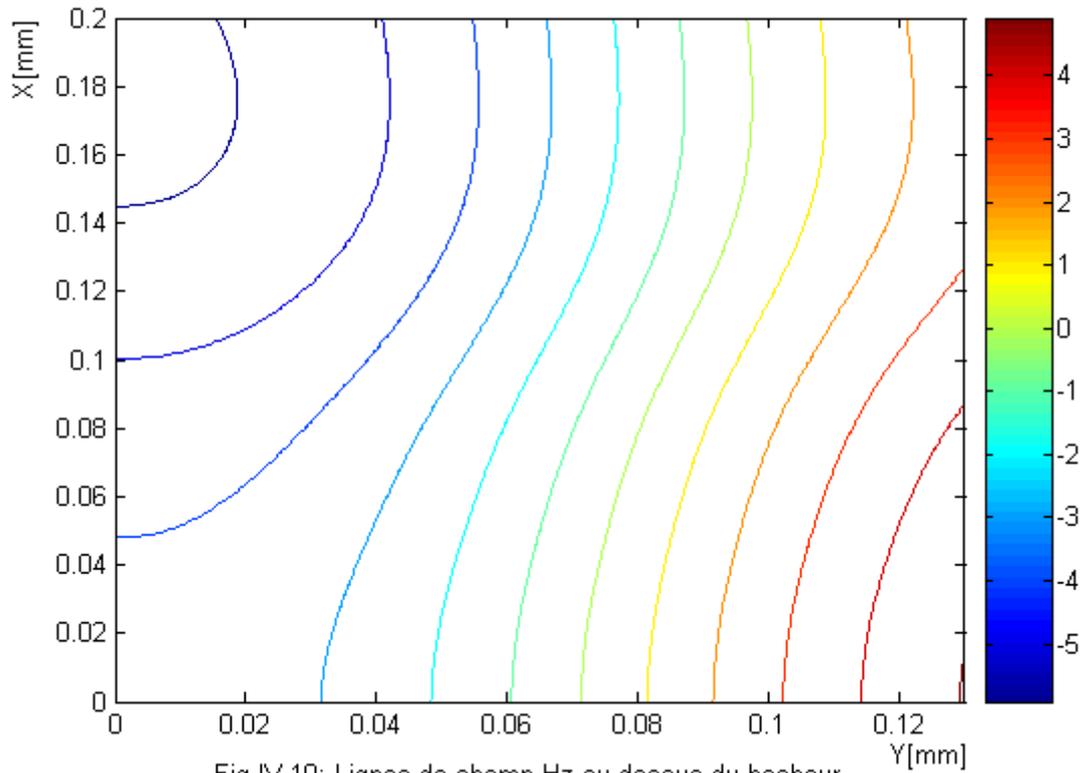


Fig IV.10: Lignes de champ H_z au dessus du hacheur

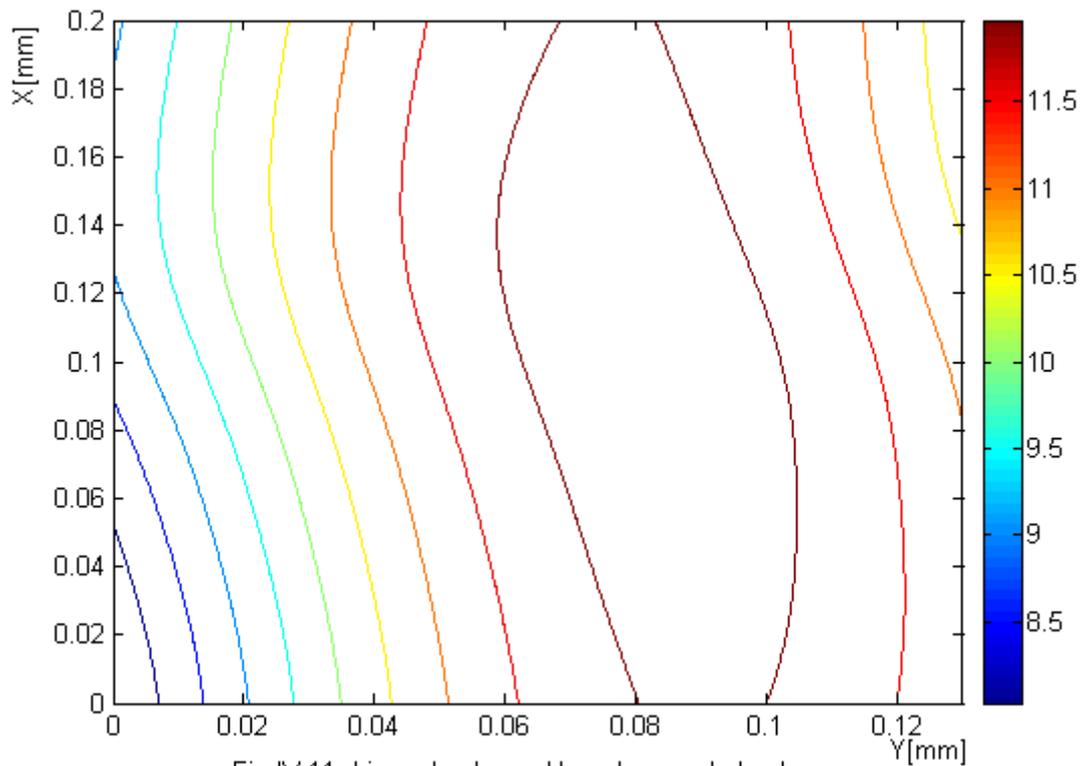


Fig IV.11: Ligne de champ H au dessus du hacheur

La première remarque que nous pouvons avancer, est la zone où se situent les lignes de champs maximaux, à savoir approximativement au centre du circuit électronique, avec un petit décalage remarqué particulièrement pour H_y , ceci est d'autant plus logique, que la majorité des pistes pour lesquelles les champs ont été calculés, même si celle-ci, ont des ramifications aux abords du circuit électronique, elle s'étalent jusqu'au centre, de celui-ci, et il est évident que la somme des champs magnétiques, donne une résolution importante au centre du circuit.

Si cette augmentation, débute, à partir de $1,25\text{A/m}$ pour la composante H_x du champ, pour atteindre des maximums de $3,5\text{A/m}$, il n'en est pas de même pour la composante H_y du champ, qui prend des valeurs aux abords du circuit de l'ordre de $6,4\text{A/m}$, pour atteindre des valeurs de 12A/m au centre du circuit.

La composante H_z , est plus intéressante, dans la mesure, où on constate, que le champ passe d'un minimum de -5A/m d'un côté angle gauche supérieur du circuit, pour atteindre un maximum de $+5\text{A/m}$ sur le côté droit inférieur du circuit, en passant par une valeur nulle, au centre du circuit diagonalement.

Pour finir, le champ H est bien une enveloppe qui atteint les 13A/m, et qui ressemble, assez a la forme de la composante H_y , ce la est due au fait que la cette composante est la plus importante des trois.

Pour les figures des contours des composante du champ ; ils représente bien une vue sur le circuit électronique, de la répartition des ligne de champ selon leurs valeurs, ils sont donc droit pour les valeurs de H_x , et H_y , mais représente comme on pourrais s'attendre des distorsions en ce qui concerne H_z , et H, vue que les valeurs des champ ne sont pas identique pour des variations selon l'axe x, pour une valeur de y donnée, et inversement.

IV.3.3. Détermination du champ électrique rayonné E : [5],[7]-[10]

Une branche AB est une antenne rayonnante en champ électrique si elle est portée à un potentiel variable. Chaque antenne est caractérisée par sa longueur l , sa hauteur par rapport au plan de masse h et son diamètre a . Pour simplifier les calculs, le conducteur antenne est supposé parallèle au plan de masse.

Le champ électrique rayonné est fonction des paramètres géométriques de l'antenne et de la distribution totale de la charge du conducteur. Cette charge totale Q se décompose en deux types de charges [3] (figure IV.12) :

- Une distribution linéique de charges ρ_l constante et uniformément répartie le long du conducteur.
- Une distribution de charges ponctuelles q situées aux deux extrémités du conducteur et traduisant la non linéarité de ses bords.

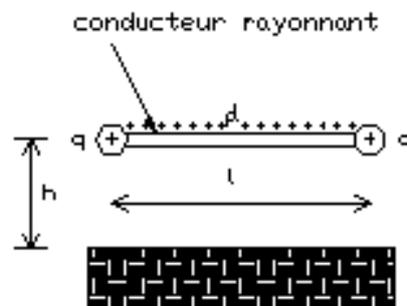


Fig. IV.12 : Modèle de distribution des charges sur un conducteur

$$K(l) = \frac{\rho_1 l}{q} \quad (1V.17)$$

Nous introduisons un rapport $K(l)$ représentant la valeur relative de la charge répartie par rapport à la charge isolée.

Ce rapport $K(l)$ dépend de la longueur du conducteur l , de son diamètre et de sa hauteur h par rapport au plan de masse. Pour l'évaluation de ce rapport en fonction de la longueur l .

Par conséquent la charge électrique totale s'exprime par :

$$Q = \rho_1 + 2q$$

Donc

$$\rho_1 = \frac{K(l)}{K(l)+2} \times \frac{Q}{l}$$

$$q = \frac{K(l)}{K(l)+2} \times \frac{Q}{l}$$

A partir de l'équation (Eq 1.7), en un point $M(r)$, nous exprimons le champ électrique E rayonné par tous les segments AB :

$$E = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \sum_{AB} \left[\int_{AB} \frac{r-r_1}{R^3} \rho_1 dl + \sum_K \frac{r-r_K}{R_K} q_K \right] - \frac{\partial A}{\partial t} \quad (IV.18)$$

D'après l'équation (V1.12), le troisième terme du second membre de l'équation (Eq : 1.18) peut être calculé en fonction de $\frac{\partial I}{\partial t}$.

Calcul du potentiel vecteur

$$\vec{A} = A_x \vec{e}_x + A_y \vec{e}_y + A_z \vec{e}_z$$

Ou

$$dA_x = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \frac{dx}{R}$$

$$dA_y = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \frac{dy}{R}$$

$$dA_z = \frac{\mu_0 I}{4\pi} \frac{dz}{R}$$

Or $dz=0$ donc $dA_z=0$ et

$$\vec{A} = A_x \vec{e}_x + A_y \vec{e}_y$$

Par substitution

$$A_x = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{x_A}^{x_B} I \frac{e^{-j\beta R}}{\left[(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} dx$$

$$A_y = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{y_A}^{y_B} I \frac{e^{-j\beta R}}{\left[(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} dy$$

On pose :

$$G_x = \int_{x_A}^{x_B} \frac{e^{-j\beta R}}{\left[(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} dx$$

$$G_y = \int_{y_A}^{y_B} \frac{e^{-j\beta R}}{\left[(x_0 - x)^2 + (y_0 - y)^2 + (z_0 - z)^2 \right]^{\frac{1}{2}}} dy$$

On aura donc :

$$A_x = \frac{\mu_0}{4\pi} G_x \quad \text{et} \quad A_y = \frac{\mu_0}{4\pi} G_y$$

Donc
$$\frac{\partial A_x}{\partial t} = \frac{\mu_0}{4\pi} G_x \frac{\partial I_x}{\partial t} \quad \text{et} \quad \frac{\partial A_y}{\partial t} = \frac{\mu_0}{4\pi} G_y \frac{\partial I_y}{\partial t}$$

De la même façon

$$div V_x = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \sum_{x_A x_B} \left[\int_{x_A}^{x_B} \frac{x_0 - x_A}{R^3} \rho_x dx + \sum_{K_x} \frac{x_0 - x_{k_x}}{R_{k_x}} q_{k_x} \right]$$

$$div V_y = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \sum_{y_A y_B} \left[\int_{y_A}^{y_B} \frac{y_0 - y_A}{R^3} \rho_y dy + \sum_{K_y} \frac{y_0 - y_{k_y}}{R_{k_y}} q_{k_y} \right]$$

Par conséquent :

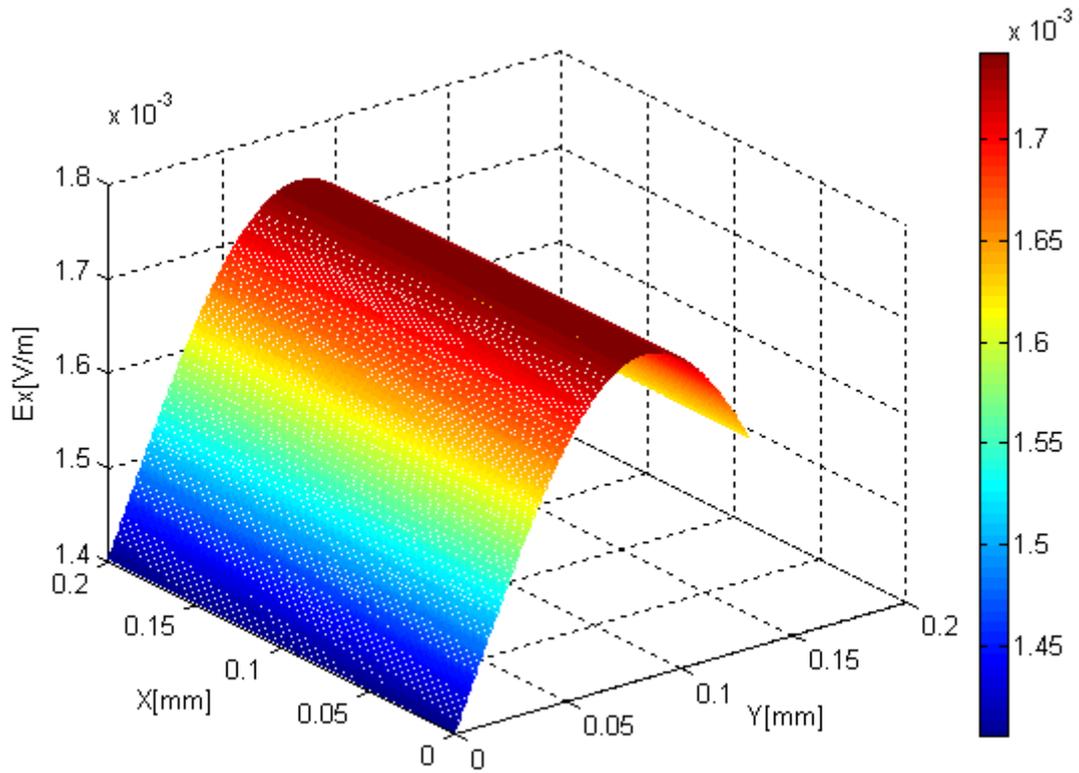
$$E_x = -grad V_x - \frac{\partial A_x}{\partial t}$$

Et

$$E_y = -grad V_y - \frac{\partial A_y}{\partial t}$$

Pour finir:

$$E = \sqrt{E_x^2 + E_y^2}$$



FigIV.12: Champ électrique E_x au dessus du hacheur

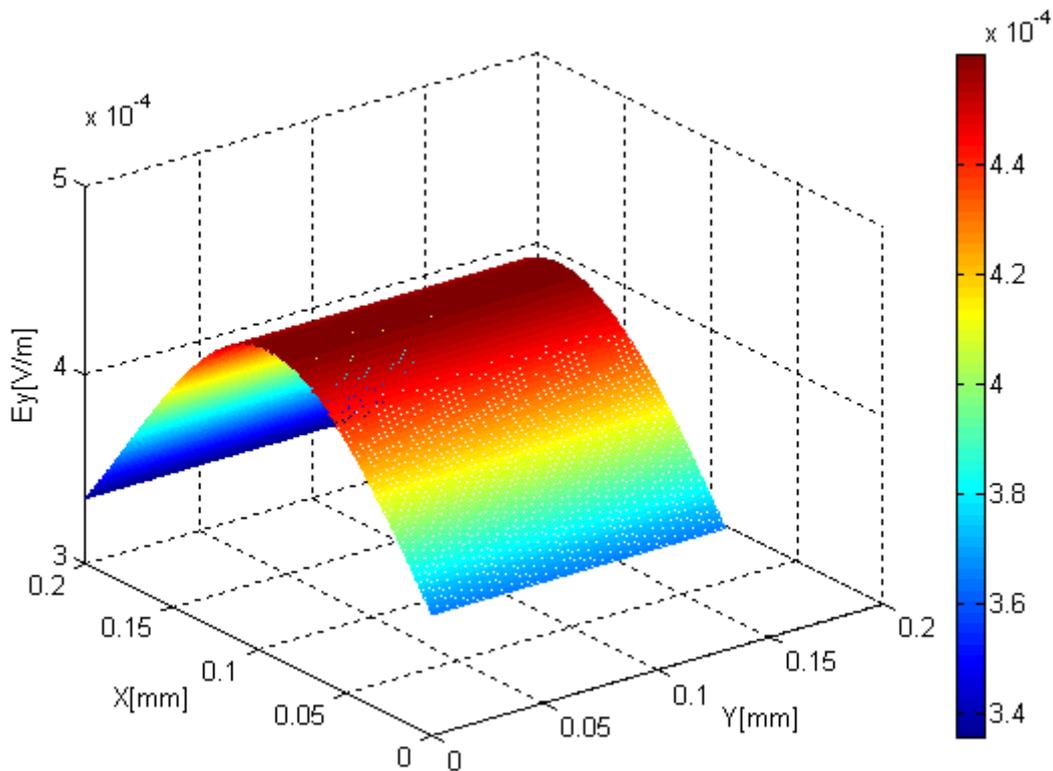


Fig.IV.13: Champ Electrique E_y au dessus du hacheur

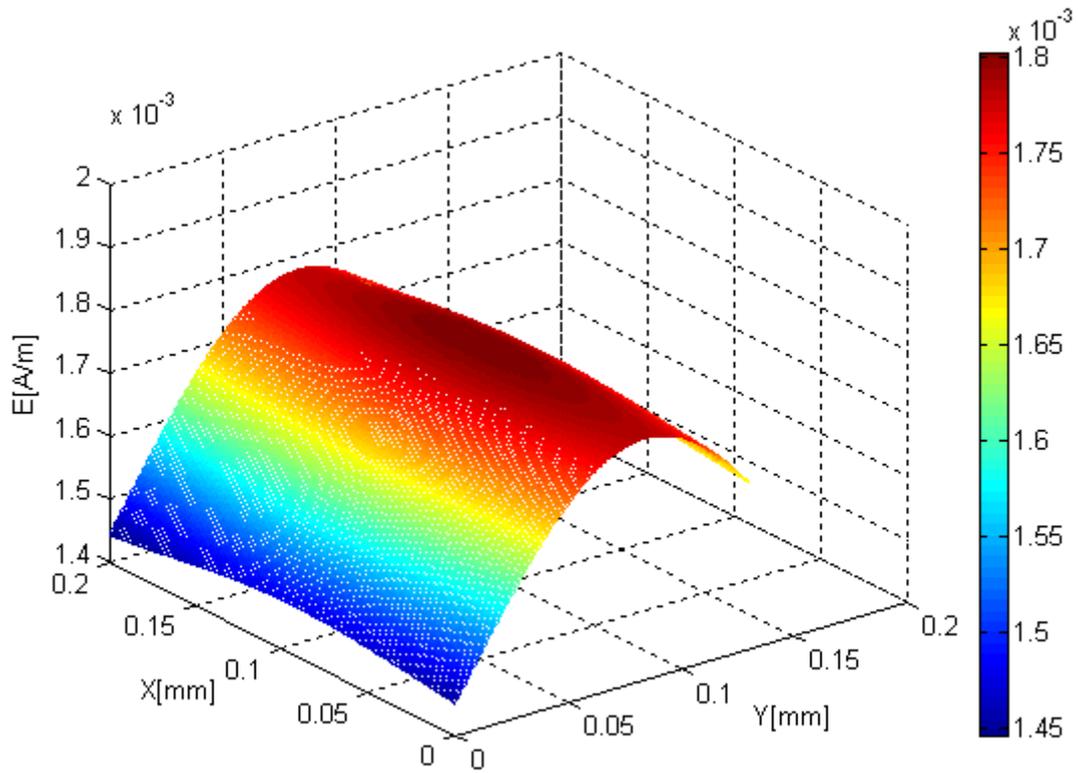


Fig.IV.14: Champ électrique E au dessus du hacheur

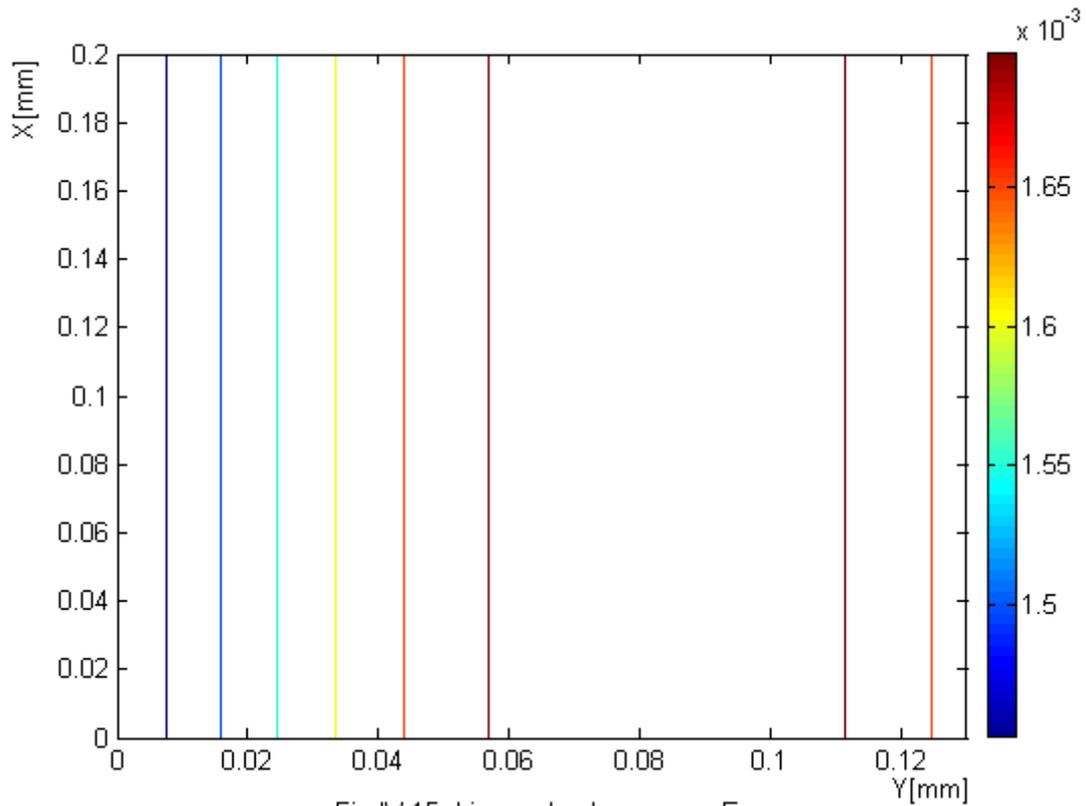


Fig.IV.15: Lignes du champ pour Ex

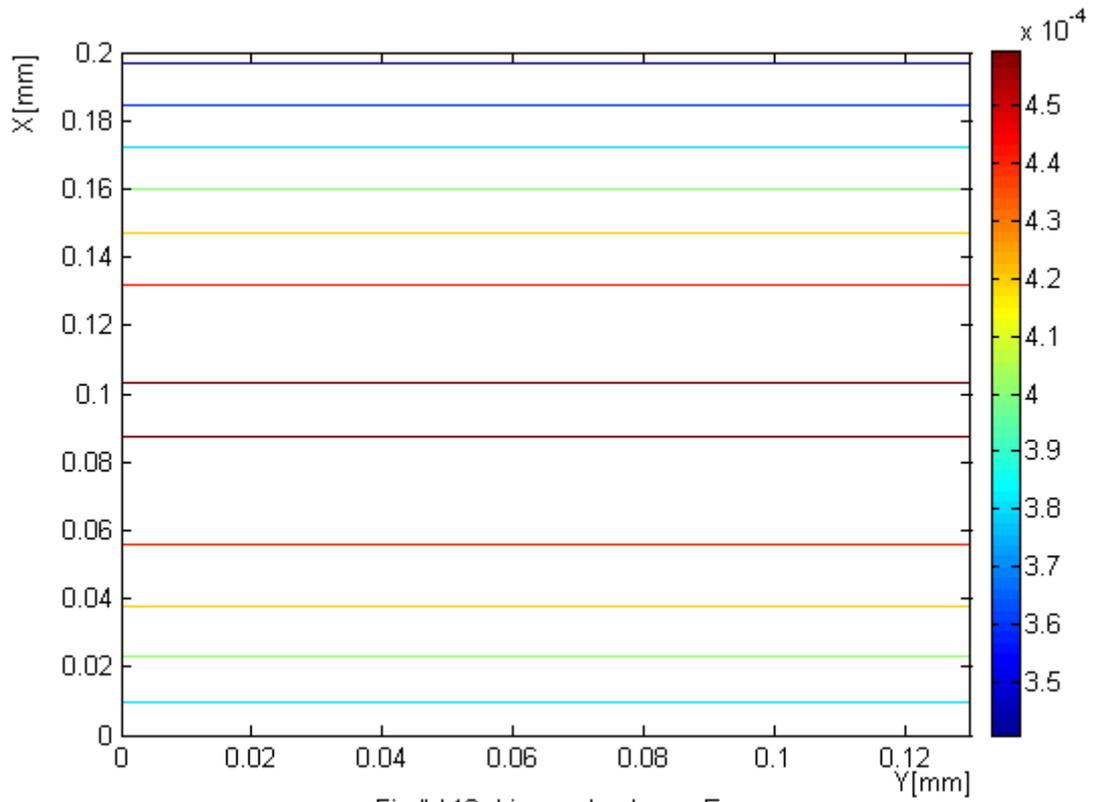


Fig.IV.16: Lignes de champ E_y

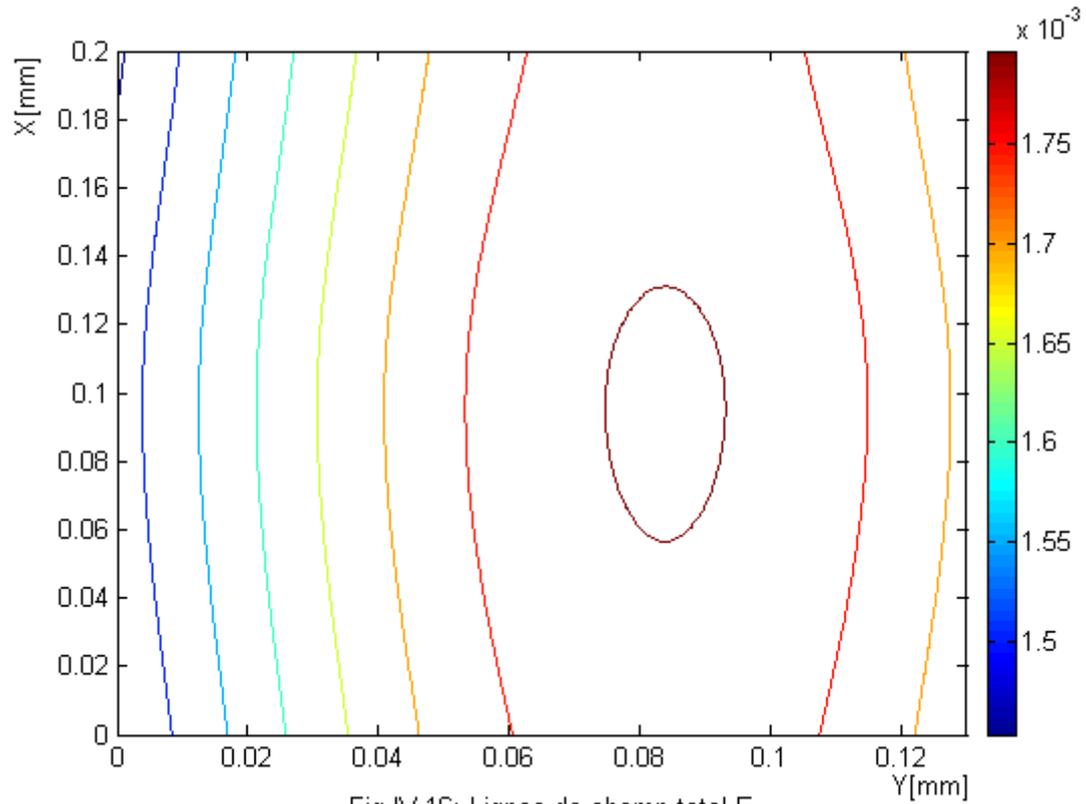


Fig.IV.16: Lignes de champ total E

En ce qui concerne la forme des enveloppes des composantes du champ qui couvre le circuit électronique, nous pouvons dire qu'il en est de même que pour le champ magnétique, avec des directions évidemment différentes pour les grandeurs des axes x et y . D'autre part, l'ordre de grandeur est totalement différent, pour le champ électrique il n'accède pas l'ordre du 10^{-3} V/m, car contrairement aux phénomènes étudiés en champ éloignés, où l'on s'intéresse aux champs induits, par les coups de foudre ou près des lignes hautes tensions par exemple, ou nous pouvons atteindre des dizaines de kV/m, ce qui n'est évidemment pas le cas, en champ proche, on a affaire à des champs induits par des pistes de circuit électronique, et qui sont de l'ordre de quelques dizaines, voir centaine de V/m.

Pour ce faire et à titre d'exemple, on peut constater, que E_x , passe de $1,4 \cdot 10^{-3}$ V/m, pour $y=0$ à $1,8 \cdot 10^{-3}$ V/m, pour $y=0,1$ m, pour redescendre à $1,6 \cdot 10^{-3}$ V/m, pour l'autre extrémité du circuit ($y=0,15$ mm). Evidemment, pour chaque valeur de y , le champ E_x , est homogène, sur toute la distance x . Il en est de même pour E_y , qui voit celui-ci passer d'une valeur de $3,6$ V/m pour $x=0$ m à $4,6$ V/m pour $x=0,15$ m, pour se voir redescendre à $3,4$ V/m, pour $x=0,2$ m. La forme du champ composé E , se voit passer de $1,45$ V/m, pour le couple $(x, y) = (0,0)$, avec une contorsion ou concavité, à l'intérieur de l'enveloppe, pour le centre du circuit, à $1,8 \cdot 10^{-3}$ V/m ; pour $(x, y) = (0,1, 0,1)$, pour redescendre à $1,62 \cdot 10^{-3}$ V/m, pour $y=0,15$ m.

IV. 4. Conclusion :

Dans un circuit de l'électronique de puissance, les principales sources de rayonnement électromagnétique sont les fils de connexion et les pistes de circuits imprimés. En effet la variation de la tension et du courant dans le circuit, fait que les fils de connexion et les pistes se comportent comme antennes rayonnantes en champ électrique et magnétique.

Dans le présent chapitre, nous avons présenté une méthode de calcul analytique du champ électromagnétique rayonné par les circuits de l'électronique de puissance. Le circuit en question est décomposé en branches élémentaires, et nous avons calculé, les champs électrique et magnétiques rayonnés par les branches présentant, les plus grands taux de variation, de tension et courant.

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] BEI.LU, « Contribution à l'étude du rayonnement en champ électromagnétique proche des circuits en électronique de puissance ». Thèse de doctorat en électrotechnique présentée à l'Ecole Centrale de Lyon, 1990
- [2] J. BEN HADJ SLAMA, « Modélisation du rayonnement électromagnétique des circuits d'électronique de puissance. Application a un hacheur ». Thèse de Doctorat présentée a l'Ecole Centrale de Lyon, 1997
- [3] M.BERTIN, Cours de physique Tome 3 : « Equations de Maxwell », Edition Bordas, Collection Dunod université, 1994
- [4] J.C. Maxwell, «Treatise on electricity and magnetism». New York: Dover Publication, Inc.Vol.1 and Vol.2, 1954
- [5] J.E. PARTON, «Applied électromagnetism» . Edition Mac Millan, 1986
- [6] <http://www.inpr.fr/lamap/scientifique/electricité/électromagnetisme.htm>
- [7] A. CROMER, « Physique dans les milieux scientifiques et industriels » : Electricité et magnétisme.
- [8] H.GIE, J.P.SARMANT, « électromagnétisme » Edition Tec et Doc Lavoisier, 1995
- [9] J.P.SARMANT, « Exercice et problème d'électromagnétisme ». Ed. Tec et Doc Lavoisier, 1996
- [10] A.PASQUIER et J.L.COCQUERELLE, « Rayonnement électromagnétique des convertisseurs à découpage approche simplifiée par le concept des îlots rayonnants », Laboratoire de recherche en electronique de puissance et CEM, EDUNC Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes, Edition EDP Science, 2002

Conclusion Générale

Pour rendre un système insensible aux perturbations conduites ou rayonnés et aux variations brusques des paramètres électrique, des stratégies et techniques de protection qui font effets de boucliers, sont toujours élaborées dans les laboratoires, avant toute fabrication de modèle définitif du système, les essais sont effectués sur des prototypes et simulation par CAO, afin de concéder plus d'économie.

Dans ce but, notre étude s'est voulu être une contribution à la mise à jour des perturbations importantes qui peuvent altérer les signaux de sortie des convertisseurs statiques, ainsi que les champs électromagnétiques qui découlent des gradients importants, en courant et en tension.

Notre étude s'est portée sur quatre chapitres. Le premier chapitre, s'est vu être un prélude à la CEM, se résume à un ensemble d'informations sur les zones d'influence des perturbations électromagnétiques ainsi que les principaux éléments perturbateurs, pour ne citer que cela, ainsi qu'un certains nombres de définitions de bases qui nous semble être important pour l'étude de la CEM, tel les notions du mode commun et du mode différentiel, ainsi que les différents modes de couplage existants.

Au second chapitre, afin de consolider, ce que nous avons avancé sur les perturbations électromagnétiques, nous nous sommes attelé dans celui-ci, à simuler des perturbations électromagnétiques. Pour ce faire, on a simulé des signaux, en prenant en compte uniquement les modèles équivalents uniquement des éléments actifs. Puis avec prise en compte des éléments passifs en complément, où nous avons pu apercevoir une différence appréciable, en surtension et surintensité et en régime transitoire avec des fréquences de perturbations transitoires plus importantes.

Tous les couplages possibles, peuvent exister dans un circuit de convertisseur statique, à savoir entre éléments du circuit (couplage par impédance de masse, le couplage circuit châssis, le couplage par diaphonie inductive et capacitive) ou entre le circuit et son environnement (le couplage champ à fil, champ à boucle)

Pour cela, dans le troisième chapitre, nous nous sommes attelé à donner un modèle pour simuler, avec prise en compte des perturbations causées par la présence des pistes et câblage de connexion du circuit, et ceci par la détermination d'un circuit (conducteur) équivalent, constitué par un ensemble de fils fins en parallèle, dont le comportement électrique est identique à celui de la ligne microruban, c'est la méthode des fils fins. Cette méthode permet donc une approche plus fine de la résistance d'une piste électronique et électrique en général. Ce même calcul pour des conducteurs cylindriques est plus abordable sans trop de manipulations mathématiques, et permet de percevoir des signaux de simulations plus proches de ceux mesurés en laboratoire.

Enfin, dans le quatrième et dernier chapitre, comme les fils de connexions et pistes de circuits imprimés, sont les principales sources de rayonnement électromagnétique, nous nous sommes attachés à déterminer les champs magnétiques et électriques émis par les pistes du hacheur. Ces champs en question, ont été calculés pour chaque branche élémentaire du circuit, soumise à un gradient de courant ou tension important. Puis nous avons déduit la totalité du champ électromagnétique produit par l'ensemble du circuit imprimé. Cette approche permet de quantifier effectivement le champ électromagnétique émis et circulant dans l'espace direct du circuit, et permettre le calcul des filtres anti rayonnement pour contrer l'effet perturbateur de ce champ électromagnétique.

En definitive, nous nous sommes attelés a utiliser une méthode, appelée méthode des fils fins, basée sur la représentation de la densité répartie des pistes microrubans, a travers un ensemble de fils fins, qui permet de tenir compte du comportement électromagnétique réel des conducteurs et pistes du circuit.

Par ailleurs, notre travail nous a permis de montrer comment dans un environnement immédiat, ou espace proche du convertisseur, grâce a la méthode utilisée, d'améliorer la simulation, qui est une étape nécessaire en CAO dans l'étude des convertisseurs statiques, et qui permet d'approcher les formes de tensions et courants. Par ailleurs cette méthode nous permet de déterminer correctement les champs électromagnétiques produits par les convertisseurs statiques ainsi que de visualiser et quantifier l'importance des champs électromagnétiques émis réellement par le convertisseur, et qui peut se traduire par une perte de qualité, un dysfonctionnement ou une panne (destruction d'appareils) se trouvant près du convertisseur. Ces mesures effectuées sur appareils, qui sont d'ailleurs traités par les chercheurs, pour mettre en place des méthodes actuellement employées et qui consistent à utiliser des filtres en entrée et sortie du dispositif et à le blinder.

Toutefois cette méthode trouve ses limites lorsqu'on augmente la fréquence et la vitesse de commutation des interrupteurs. Il est donc préférable d'effectuer une réduction à la source des perturbations par la compréhension des mécanismes de génération, et les limiter dès la conception par un choix adéquat de structure, fréquence de découpage, de topologie, ...etc. D'où l'importance de la méthode des fils fins

Enfin, on a vu que notre interrupteur comme tout autre appareil de commande de l'électronique de puissance, pouvait produire une énergie électromagnétique qui se propage par rayonnement et par conduction sur

l'ensemble constituant son environnement l'environnement électromagnétique. Ce qui a été matérialisé par des calculs qui, nous l'espérons, feront l'objet de supports pour le calcul et dimensionnement de filtres adéquats, pour protéger l'environnement du hacheur.

Annexe

Dans ce qui suit, nous allons donner une approche plus fine sur l'étude des perturbations électromagnétiques au dessus du hacheur, à travers la représentation de l'apport de chaque branche, traversée par un courant important, et des gradients de courant de courants et tensions.

Pour illustrer le calcul de ces champs, nous avons défini les coordonnées sur la plaque du circuit, de chacune de ses branches, tel configuré dans l'exemple qui suit, Fig.V.1 :

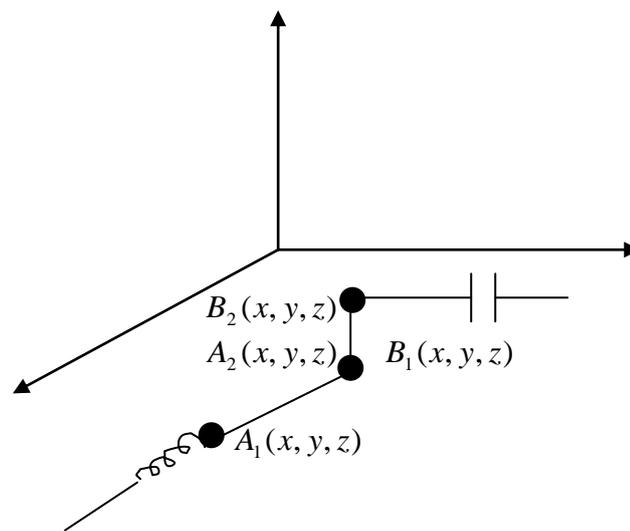


Fig. :V.1. : Exemple de coordonnées de circuit sur un plan tridimensionnel

De la même façon, on peut définir les coordonnées des branches, les plus sujettes à créer des perturbations électromagnétiques. Tel qu'il a été dit sur le chapitre III, ces branches sont :

- la branche1, E-Ce, ayant pour coordonnées :

$$x_A \begin{pmatrix} 0 \\ 0.033 \\ 0.033 \end{pmatrix} \quad x_B \begin{pmatrix} 0.033 \\ 0.033 \\ 0.043 \end{pmatrix} \quad Y_A \begin{pmatrix} 0.058 \\ 0.058 \\ 0.089 \end{pmatrix} \quad Y_B \begin{pmatrix} 0.058 \\ 0.089 \\ 0.093 \end{pmatrix}$$

- la branche2, DRL-L, ayant pour coordonnées :

$$x_A \begin{pmatrix} 0.02 \\ 0.075 \\ 0.075 \end{pmatrix} \quad x_B \begin{pmatrix} 0.075 \\ 0.075 \\ 0.084 \end{pmatrix} \quad Y_A \begin{pmatrix} 0.121 \\ 0.121 \\ 0.104 \end{pmatrix} \quad Y_B \begin{pmatrix} 0.121 \\ 0.104 \\ 0.104 \end{pmatrix}$$

- la branche3, sortie transistor-D1-D2, ayant pour coordonnées :

$$x_A(0.105) \quad x_B(0.105) \quad Y_A(0.02) \quad Y_B(0.067)$$

- la branche4, L-D1-D2, ayant pour coordonnées :

$$x_A \begin{pmatrix} 0.02 \\ 0.02 \end{pmatrix} \quad x_B \begin{pmatrix} 0.02 \\ 0.103 \end{pmatrix} \quad Y_A \begin{pmatrix} 0.083 \\ 0.068 \end{pmatrix} \quad Y_B \begin{pmatrix} 0.068 \\ 0.068 \end{pmatrix}$$

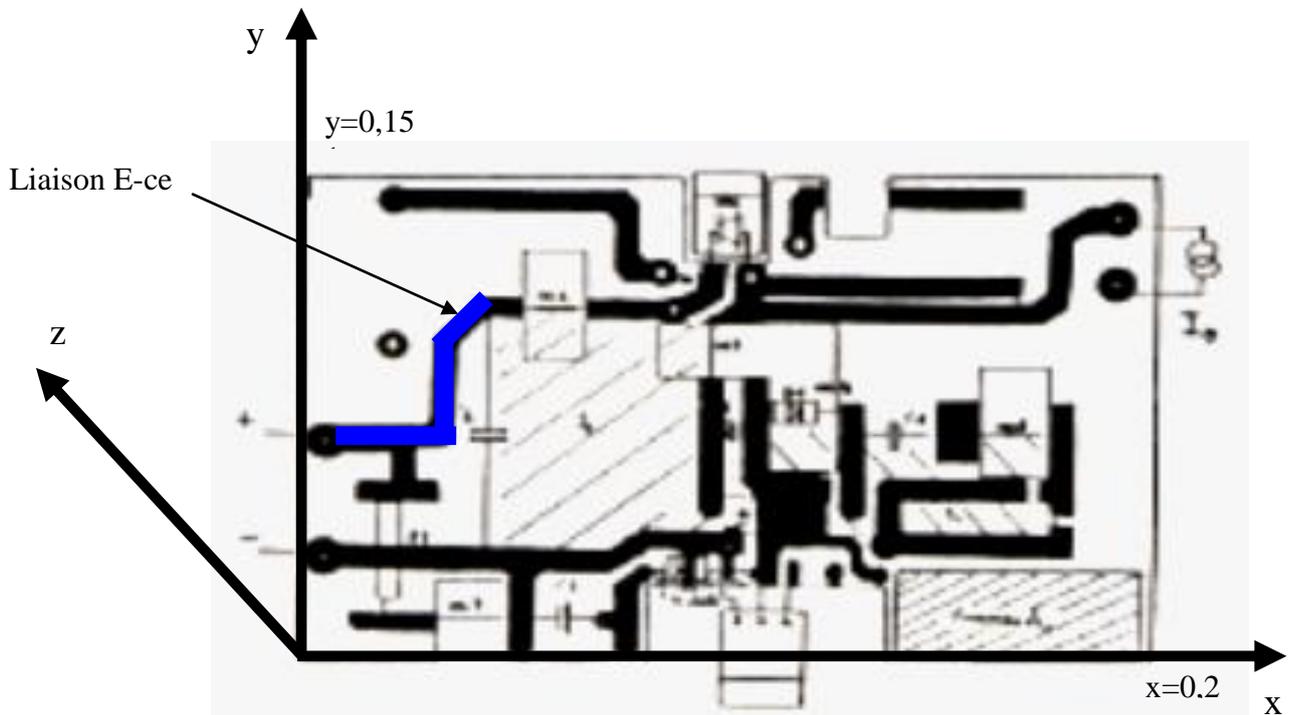


Fig. :V.2. : Représentation du circuit sur les trois axes, avec exemple de connexion de piste microruban entre E et Ce

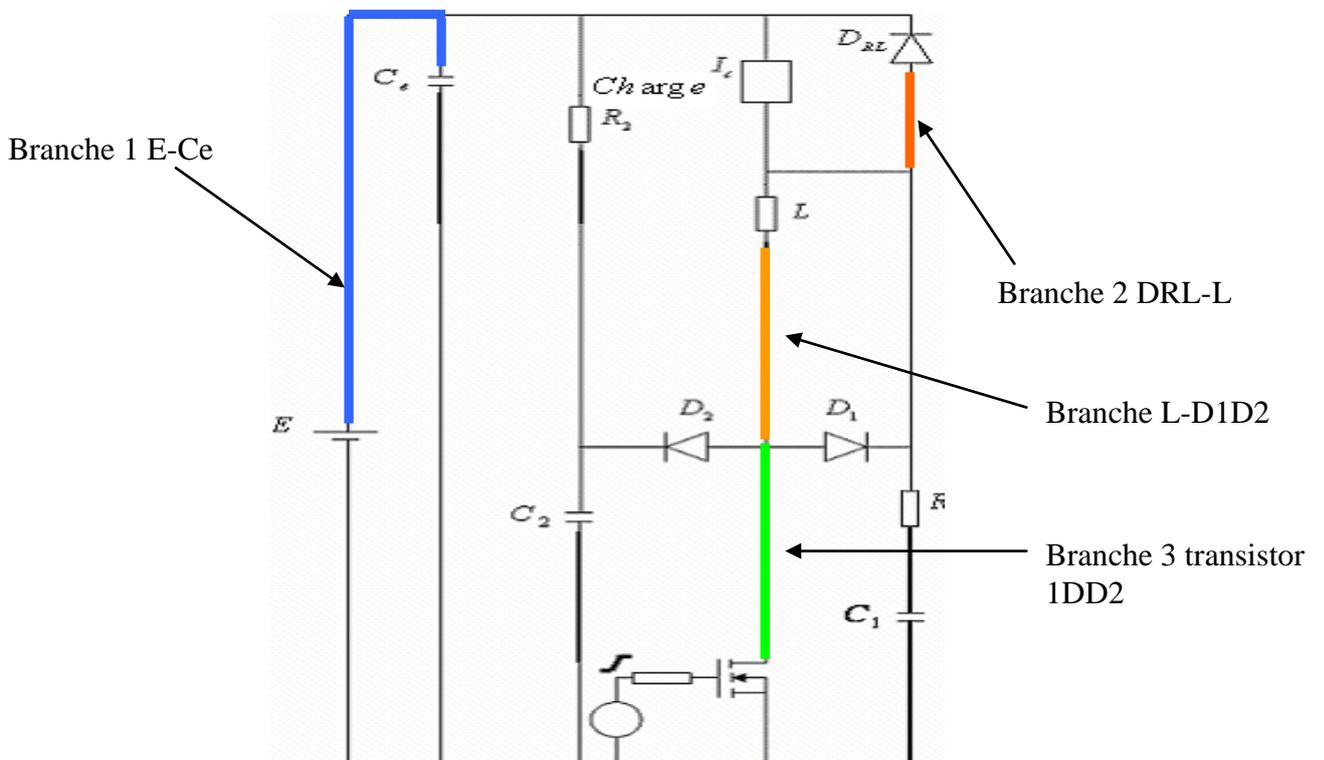


Fig. :V.3. : Position des branches rayonnantes

Après simulation nous nous sommes proposé d'exposer chaque champ créé par chacune des branches, et le champ résultant, ce qui donne ce qui suit

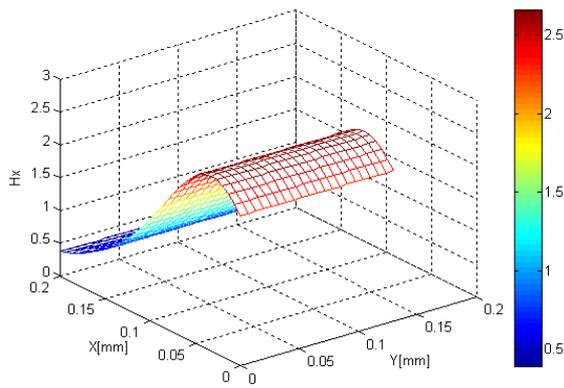


Fig. V.4 : forme du champ H créé par la branche 3 au dessus du hacheur

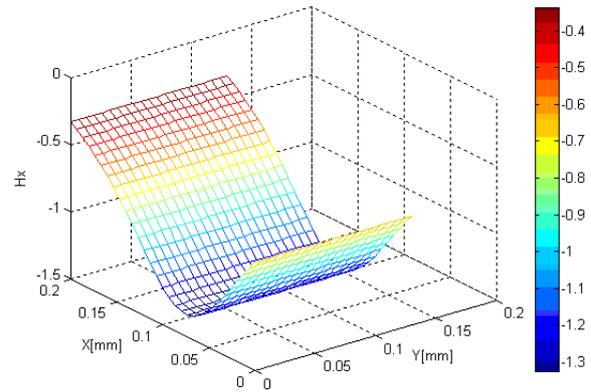


Fig. V.5 : forme du champ H créé par la branche 3 au dessous du hacheur

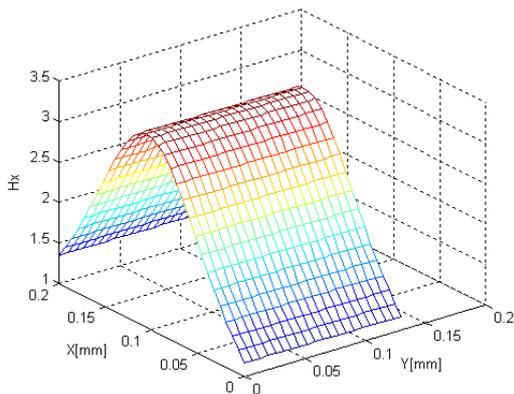


Fig. V.6 : forme du champ H créé par la branche 3 au dessus du hacheur

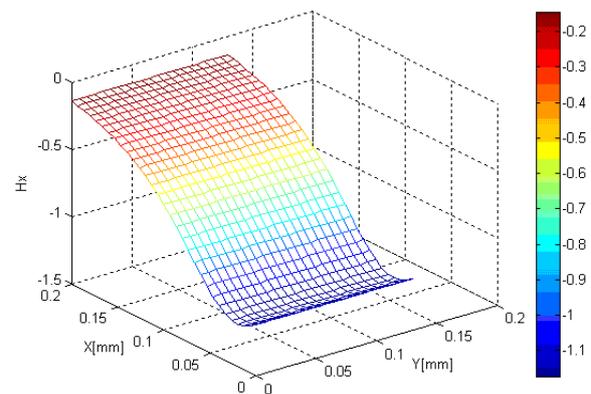


Fig. V.7 : forme du champ H créé par la branche 3 au dessous du hacheur

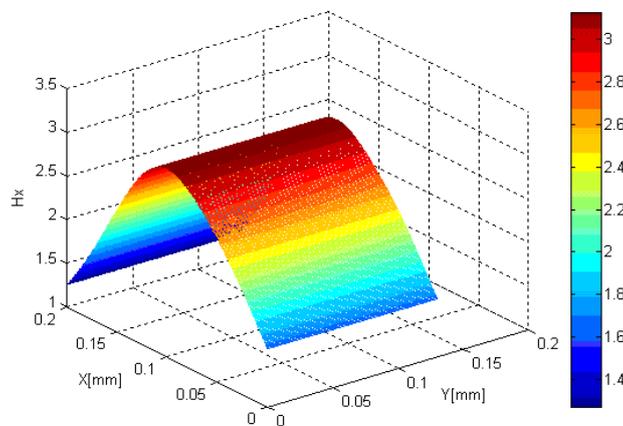


Fig. V.8 : forme du champ H créé par la branche 3 au dessus du hacheur

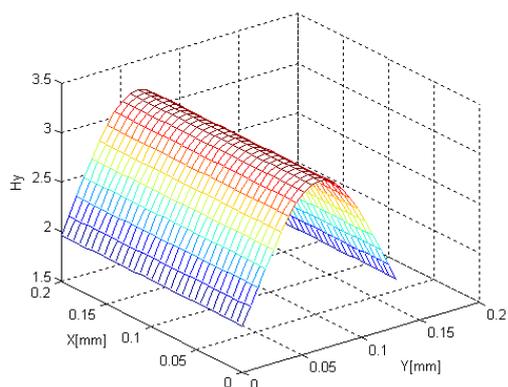


Fig. V.9 : forme du champ H créé par la branche 3 au dessus du hacheur

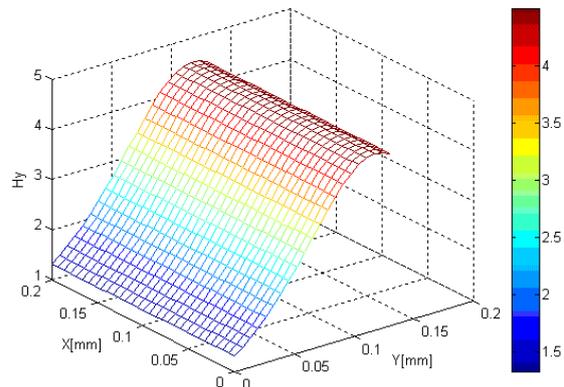


Fig. V.10 : forme du champ H créé par la branche 3 au dessus du hacheur

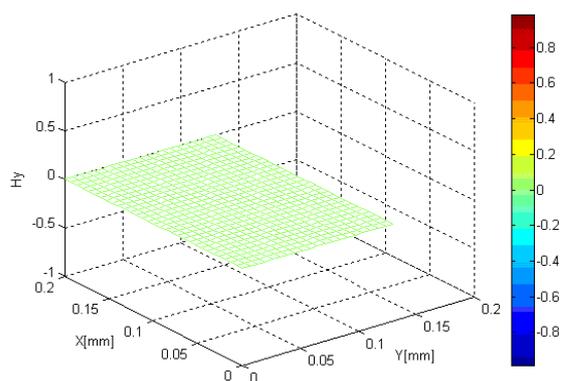


Fig. V.11 : forme du champ H créé par la branche 3 au dessus du hacheur

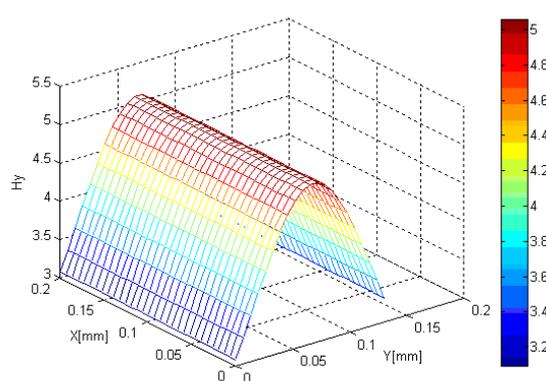


Fig. V.12 : forme du champ H créé par la branche 3 au dessus du hacheur

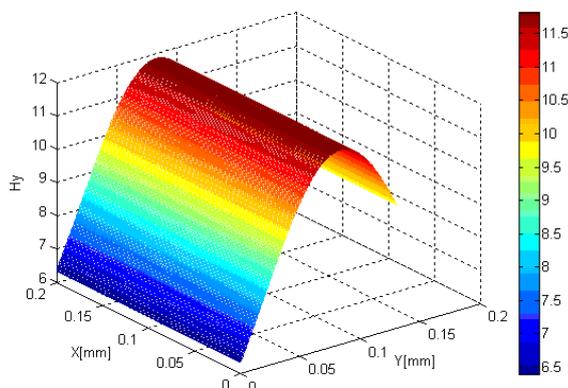


Fig. V.13 : forme du champ H créé par la branche 3 au dessus du hacheur

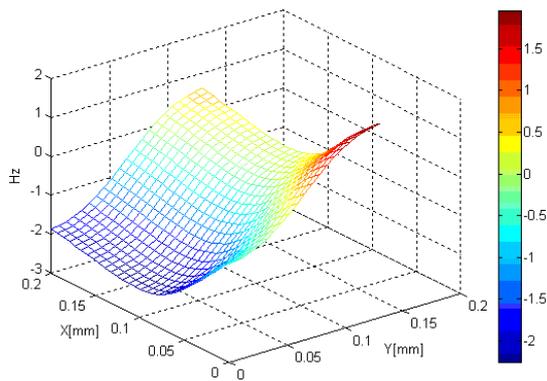


Fig. V.14 : forme du champ H créée par la branche 3 au dessus du hacheur

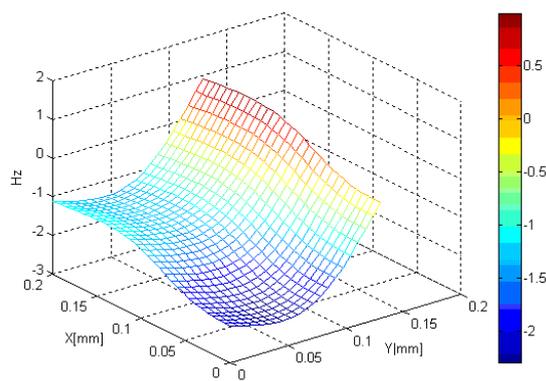


Fig. V.15 : forme du champ H créée par la branche 3 au dessus du hacheur

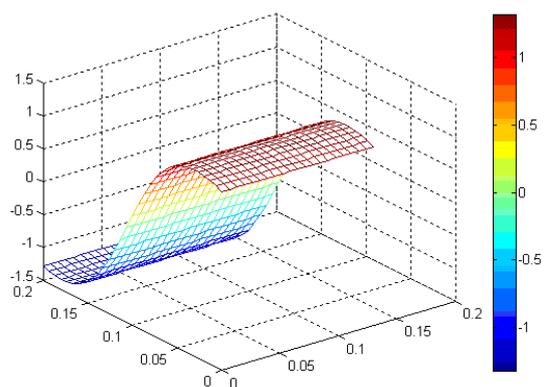


Fig. V.16 : forme du champ H créée par la branche 3 au dessus du hacheur

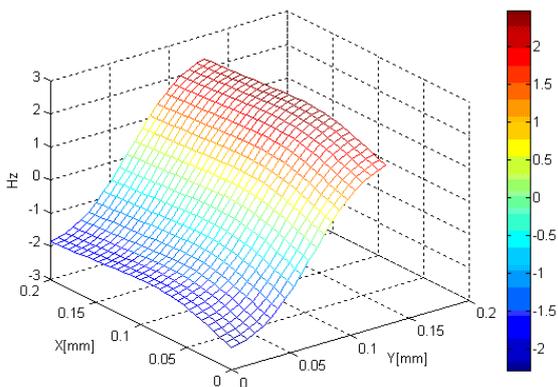


Fig. V.17 : forme du champ H créée par la branche 3 au dessus du hacheur

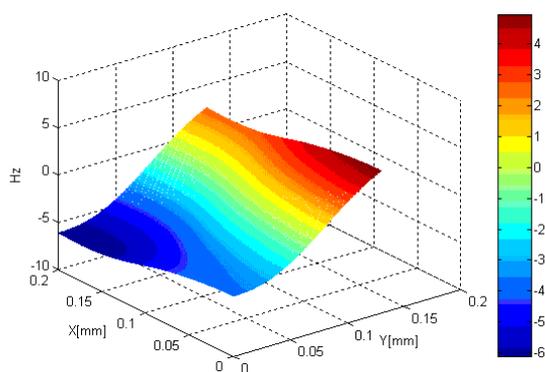


Fig. V.18 : forme du champ H créée par la branche 3 au dessus du hacheur

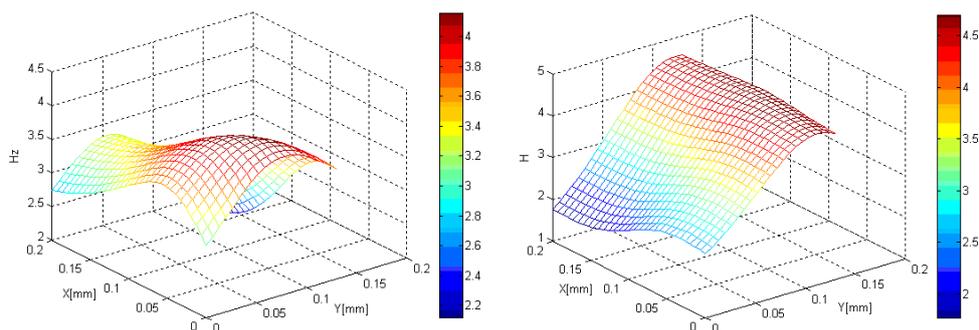


Fig. V.19 : forme du champ H créée par la branche 1 au dessus du hacheur

Fig. V.20 : forme du champ H créée par la branche 2 au dessus du hacheur

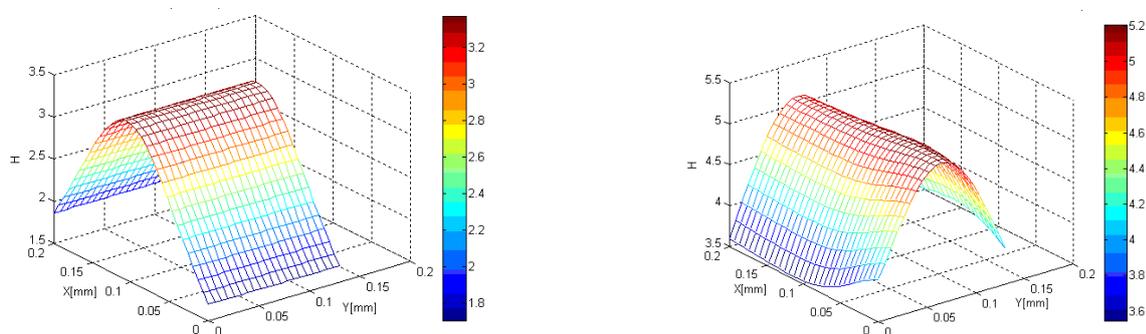


Fig. V.21 : forme du champ H créée par la branche 3 au dessus du hacheur

Fig. V.22 : forme du champ H créée par la branche 4 au dessus du hacheur

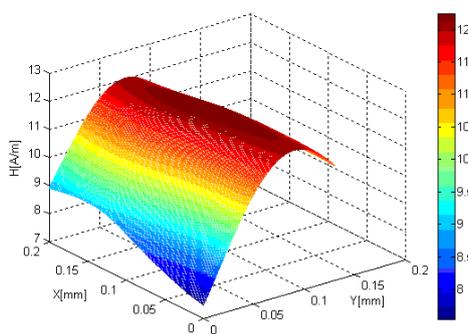


Fig. V.23: forme du champ H au dessus du hacheur

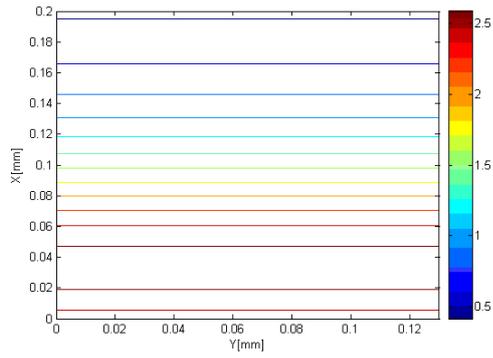


Fig.V.24: contour du champ Hx crée par la branche 1 au dessus du hacheur

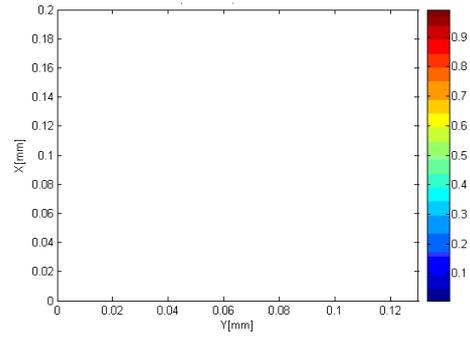


Fig. V.25: contour du champ Hx crée par la branche 2 au dessus du hacheur

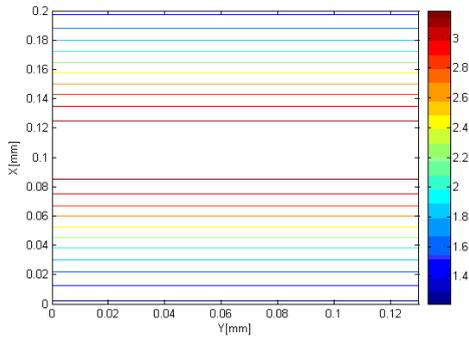


Fig.V.26 : contour du champ Hx crée par la branche 3 au dessus du hacheur

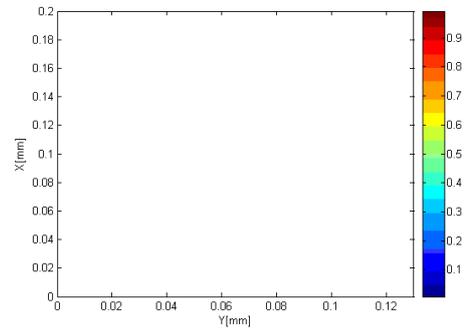


Fig.V.27 : contour du champ Hx crée par la branche 4 au dessus du hacheur

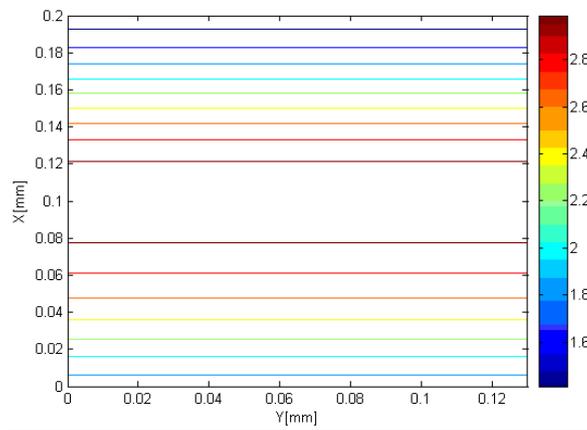


Fig.IV.28 : contour du champ Hx au dessus du hacheur

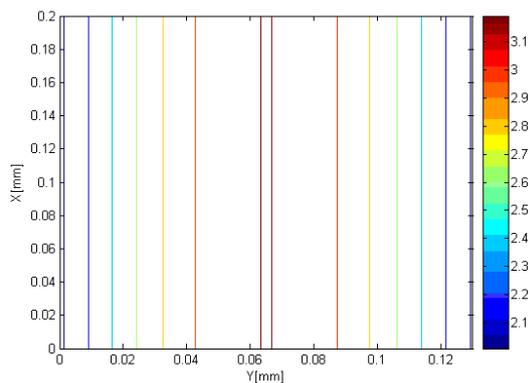


Fig.V.29 : contour du champ H_y crée par la branche 1 au dessus du hacheur

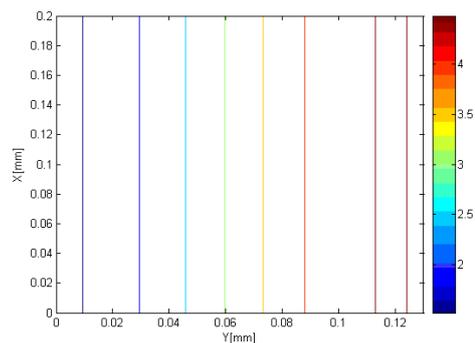


Fig.V.30 : contour du champ H_y crée par la branche 2 au dessus du hacheur

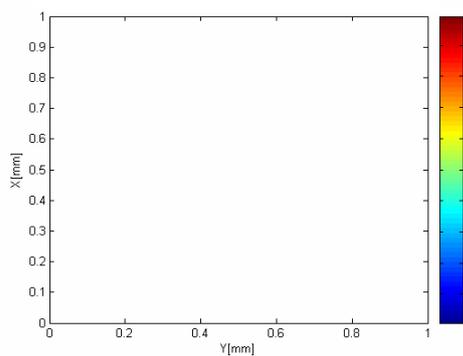


Fig. V.31 : contour du champ H_y crée par la branche 3 au dessus du hacheur

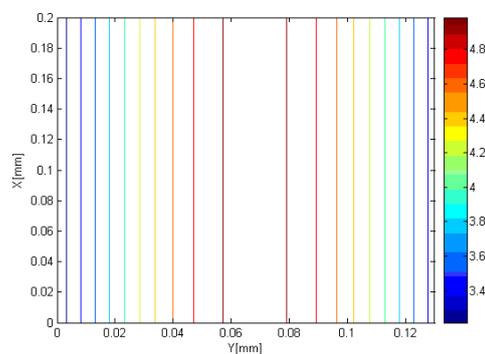


Fig. V.32 : contour du champ H_y crée par la branche 4 au dessus du hacheur

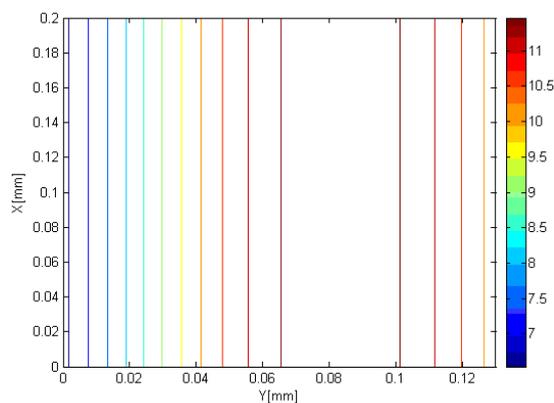


Fig. V.33 : contour H_y au dessus du hacheur

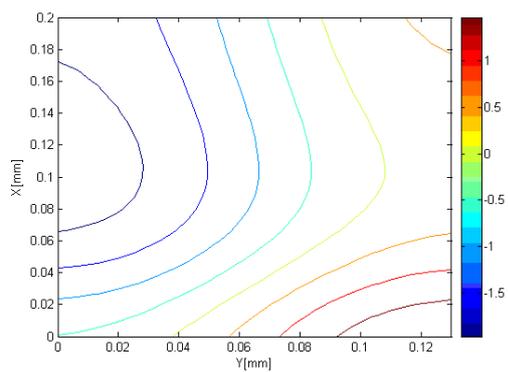


Fig. V.34 : contour du champ Hz créé par la branche 1 au dessus du hacheur

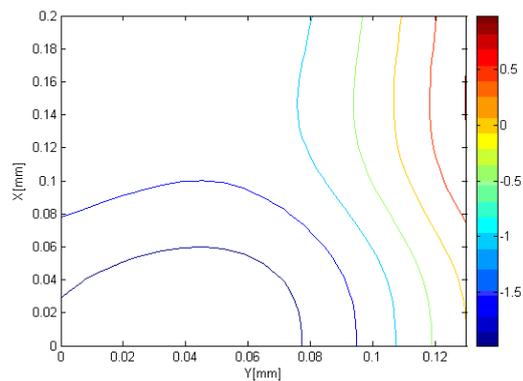


Fig. V.35 : contour du champ Hz créé par la branche 2 au dessus du hacheur

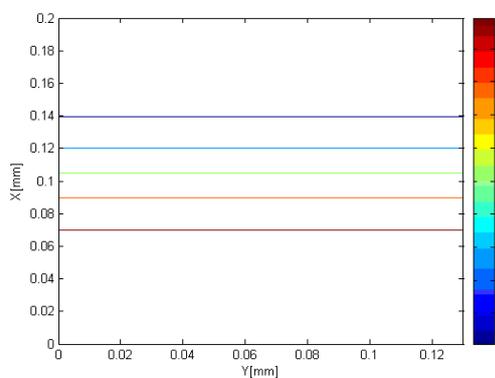


Fig. V.36 : contour du champ Hz créé par la branche 3 au dessus du hacheur

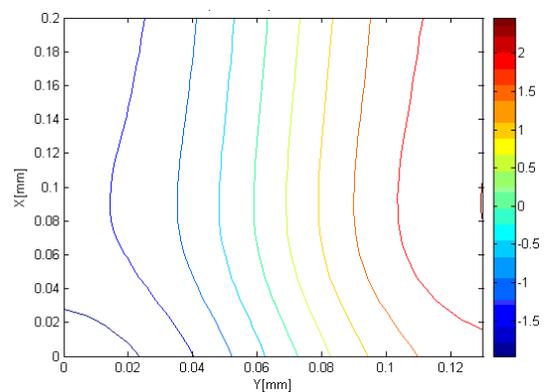


Fig. V.37 : contour du champ Hy créé par la branche 4 au dessus du hacheur

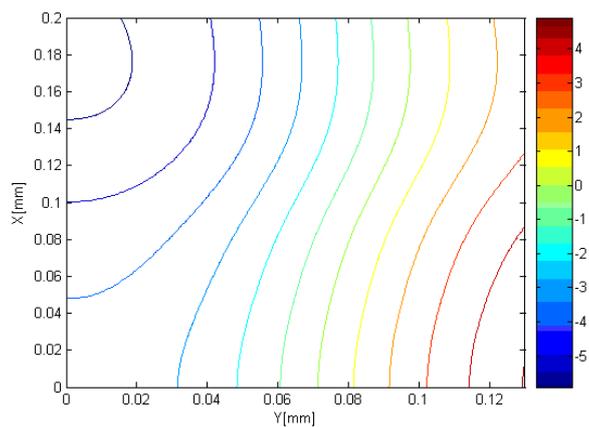


Fig. V.38 : contour du champ Hz

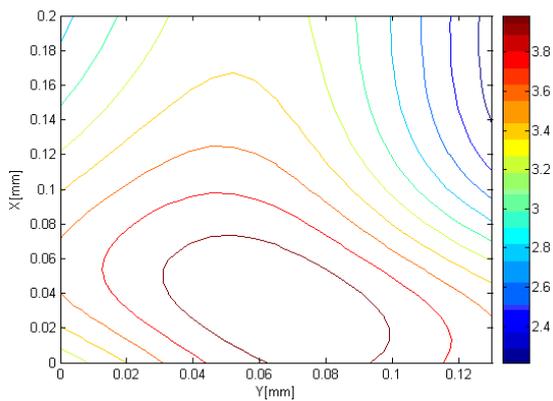


Fig. V.39 : contour du champ H crée par la branche 1 au dessus du hacheur

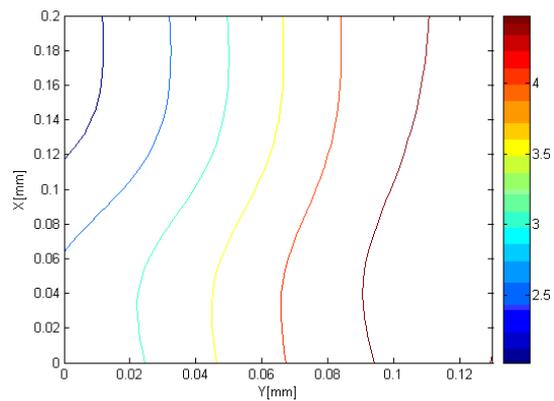


Fig. V.40: contour du champ H crée par la branche 2 au dessus du hacheur

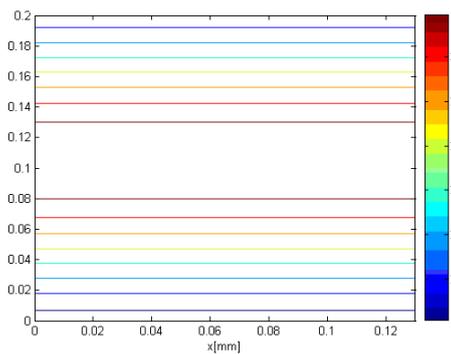


Fig. V.41 : contour du champ H crée par la branche 3 au dessus du hacheur

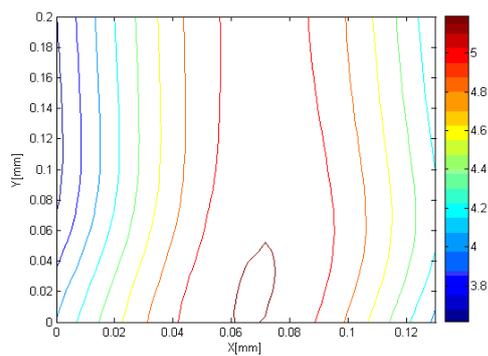


Fig. V.42 : contour du champ H crée par la branche 4 au dessus du hacheur

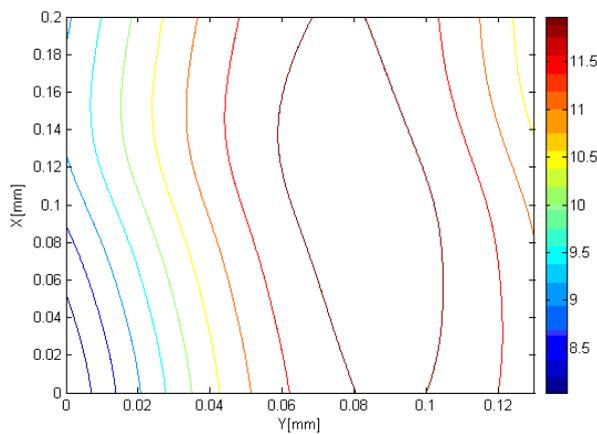


Fig. V.43 : contour du champ H au dessus du hacheur

De la même façon en ce qui concerne le champ électrique E , nous pouvons conclure selon les figures qui suivent, quelles ont été les branches qui ont le plus d'incidence sur le milieu extérieur environnant directe du hacheur

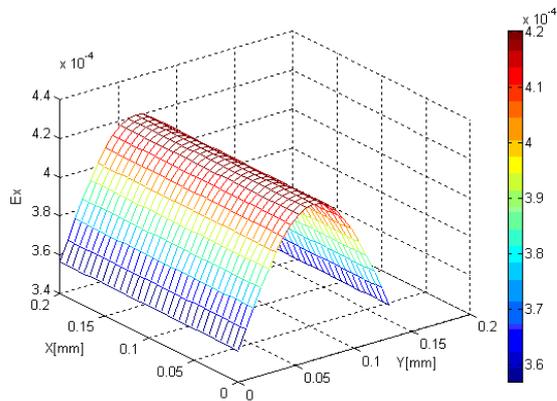


Fig. V.44 : forme du champ électrique E_x créée par la branche 1 au dessus du hacheur

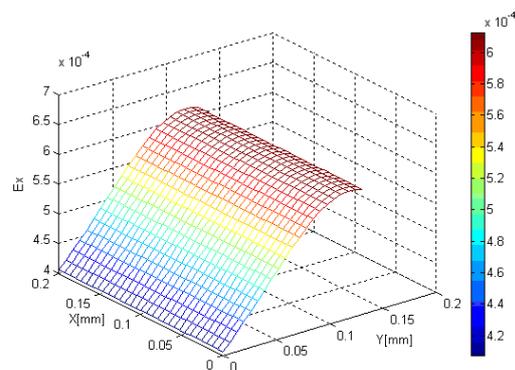


Fig. V.45 : forme du champ électrique E_x créée par la branche 1 au dessus du hacheur

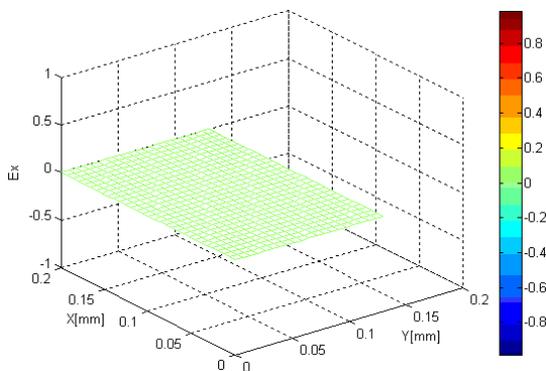


Fig. V.46 : forme du champ électrique E_x créée par la branche 3 au dessus du hacheur

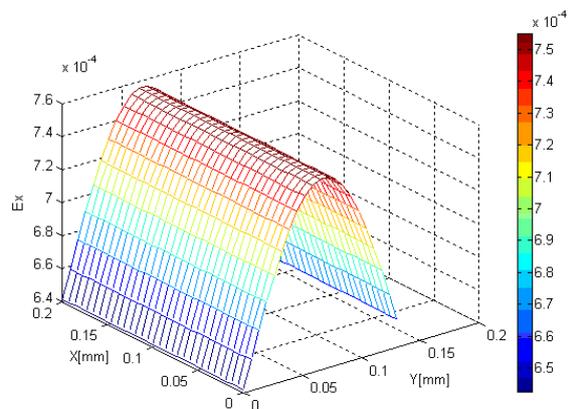


Fig. V. 47 : forme du champ électrique E_x créée par la branche 4 au dessus du hacheur

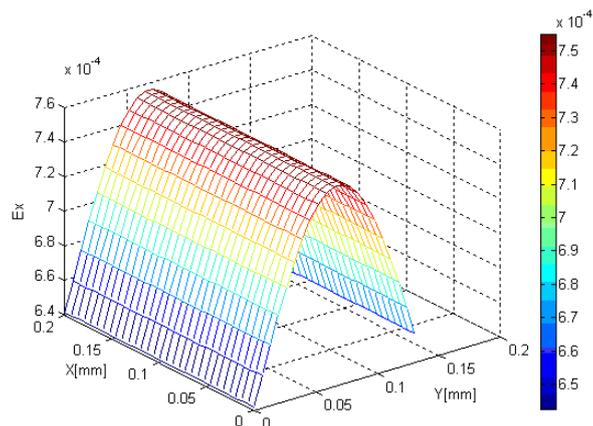


Fig. V. 47 : forme du champ électrique E_x créée par la branche 4 au dessus du hacheur

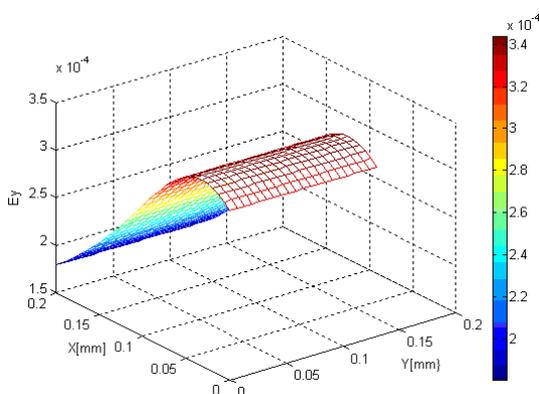


Fig. V.49 : forme du champ électrique E_y créée par la branche 1 au dessus du hacheur

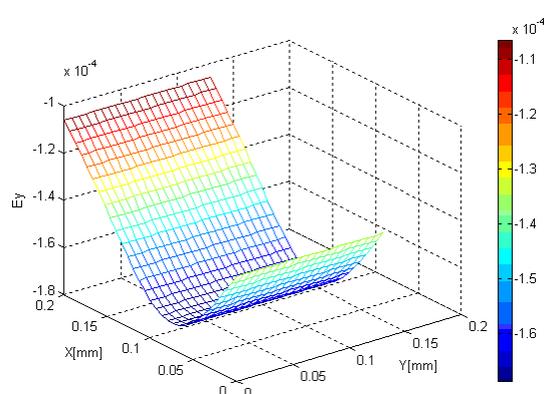


Fig. V.50 : forme du champ électrique E_y créée par la branche 2 au dessus du hacheur

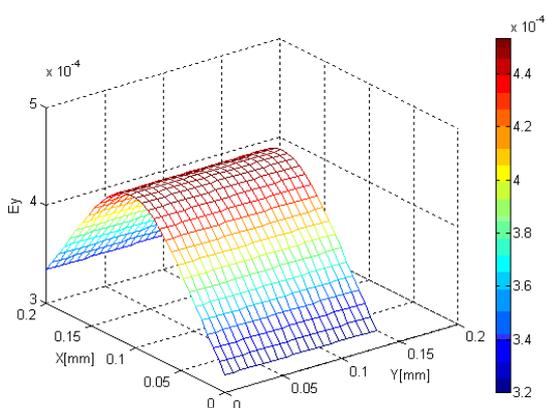


Fig. V.51 : forme du champ électrique E_x créée par la branche 3 au dessus du hacheur

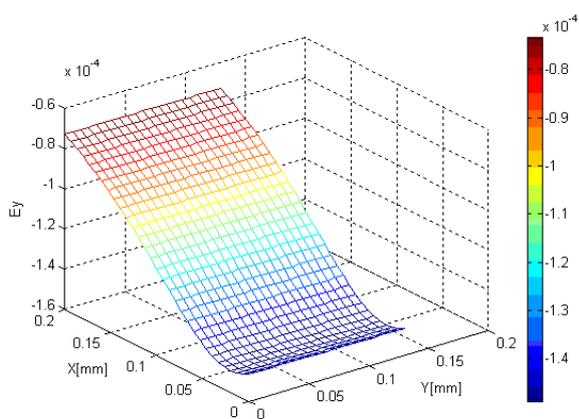


Fig. V.52 : forme du champ électrique E_x créée par la branche 4 au dessus du hacheur

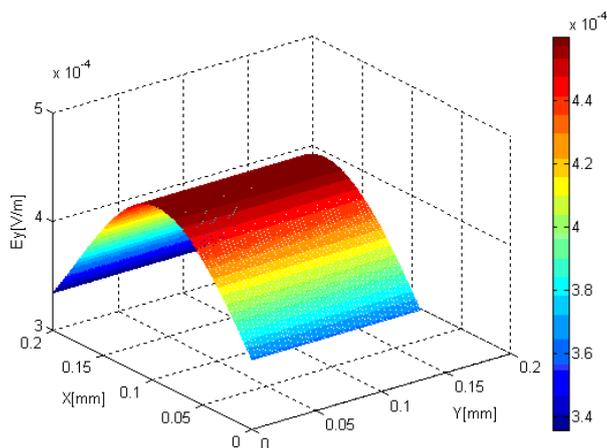


Fig. V.53 : forme du champ électrique E_x au dessus du hacheur

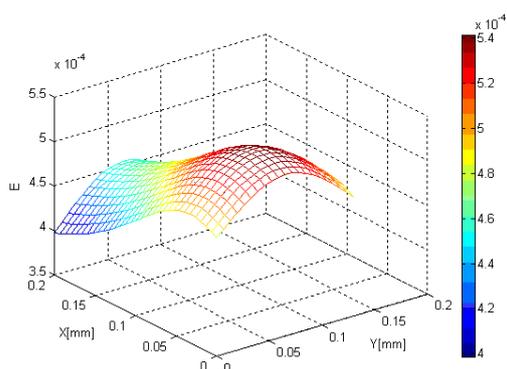


Fig. V.54: forme du champ électrique E créé par la branche 1 au dessus du hacheur

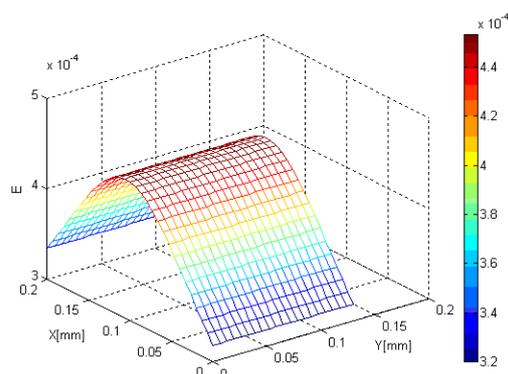


Fig. V.55 : forme du champ électrique E créé par la branche 3 au dessus du hacheur

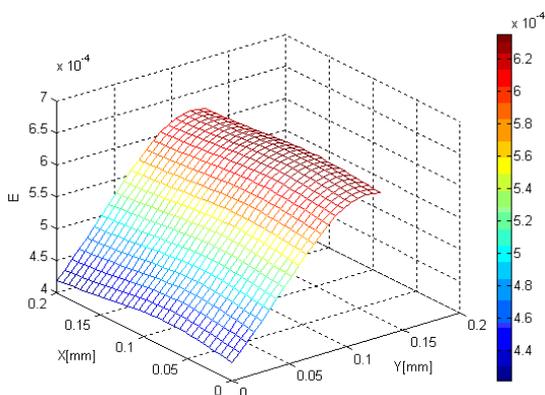


Fig. V.56 : forme du champ électrique E créé par la branche 2 au dessus du hacheur

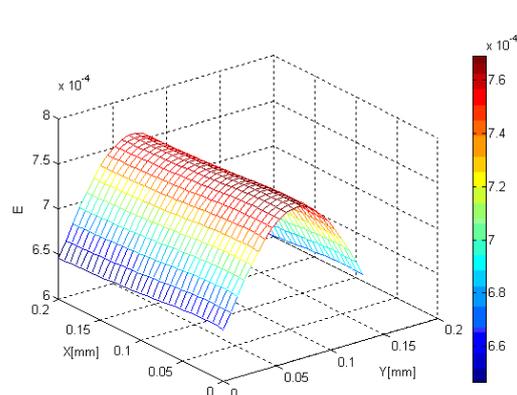


Fig. V.57 : forme du champ électrique E créé par la branche 4 au dessus du hacheur

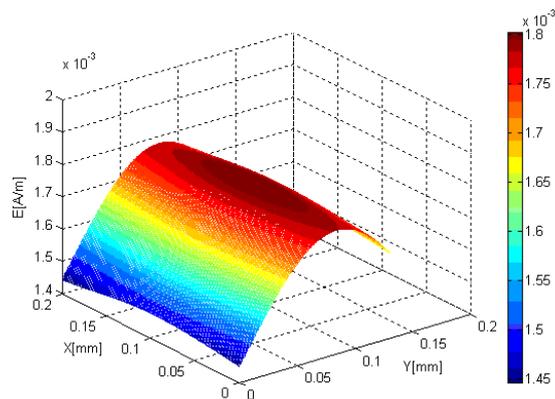


Fig. V.58 : forme du champ électrique E dessus du hacheur

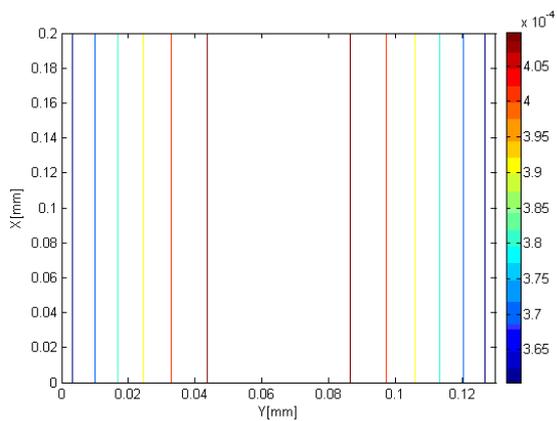


Fig. V.59 : contour du champ E_x créée par la branche 1 au dessus du hacheur

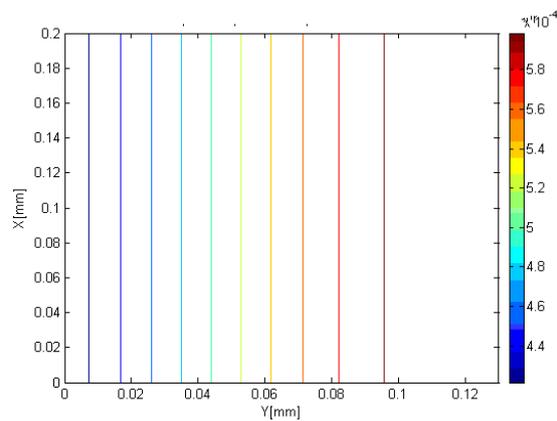


Fig. V.60 : contour du champ E_x créée par la branche 2 au dessus du hacheur

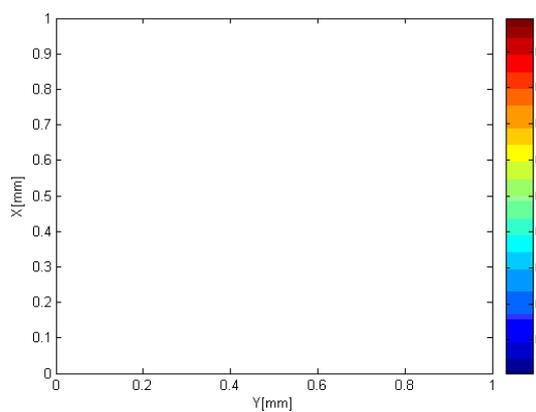


Fig. V.61 : contour du champ E_x créée par la branche 3 au dessus du hacheur

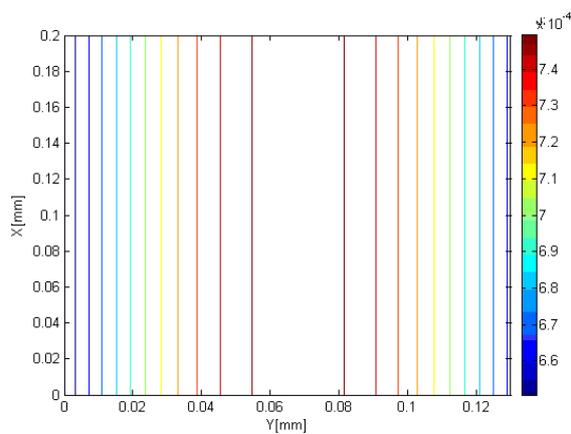
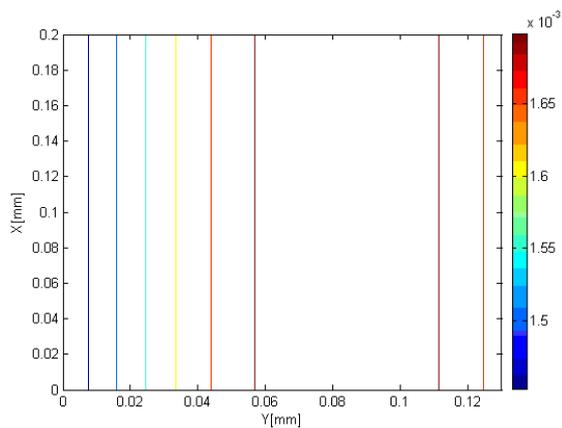
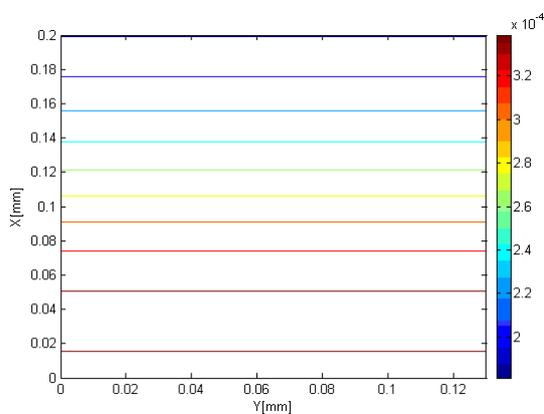
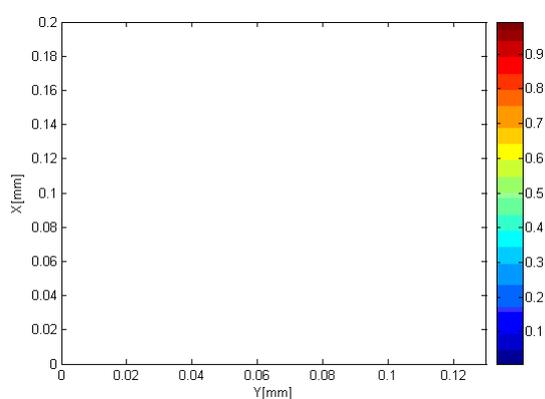
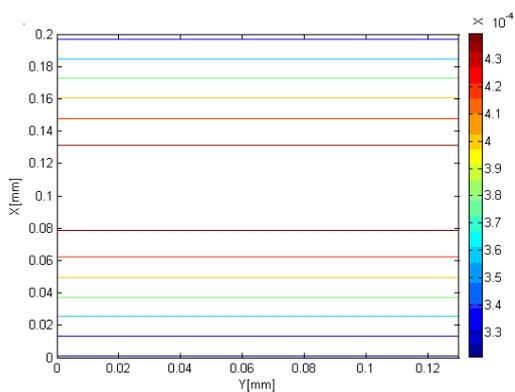
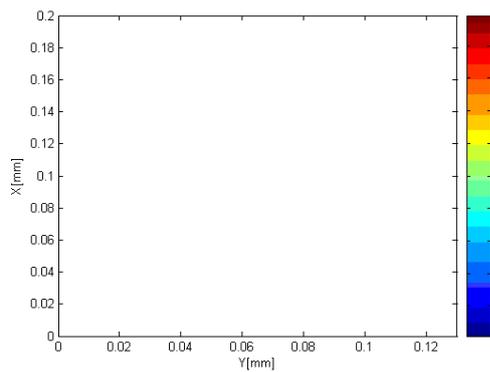


Fig. V.62 : contour du champ E_x créée par la branche 4 au dessus du hacheur

Fig. V.63 : contour des lignes de champ pour E_x Fig. V.64 : forme du champ E_y créée par la branche 1 au dessus du hacheurFig. V.65 : forme du champ E_y créée par la branche 2 au dessus du hacheurFig. V.66 : forme du champ E_y créée par la branche 3 au dessus du hacheurFig. V.67 : forme du champ E_y créée par la branche 4 au dessus du hacheur

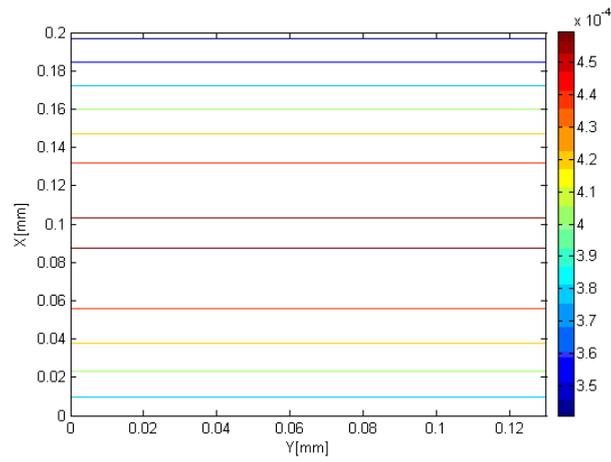
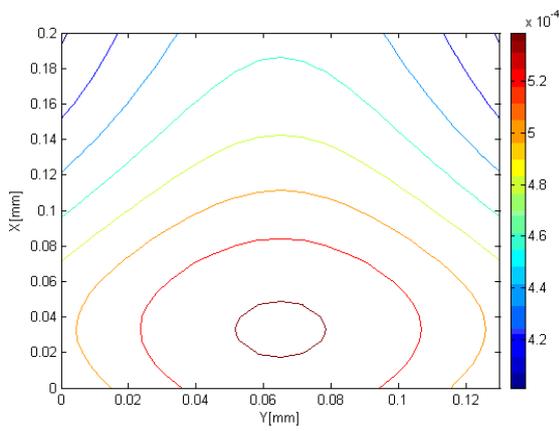
Fig. V.68 : contour des lignes de champ E_y 

Fig. V.69 : contour du champ E créée par la branche 1 au dessus du hacheur

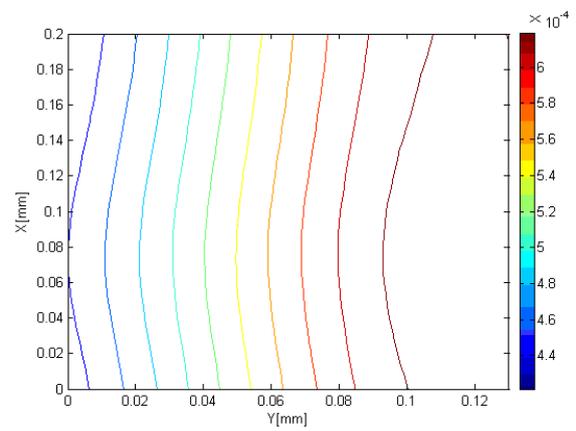


Fig. V.70 : contour du champ E créée par la branche 2 au dessus du hacheur

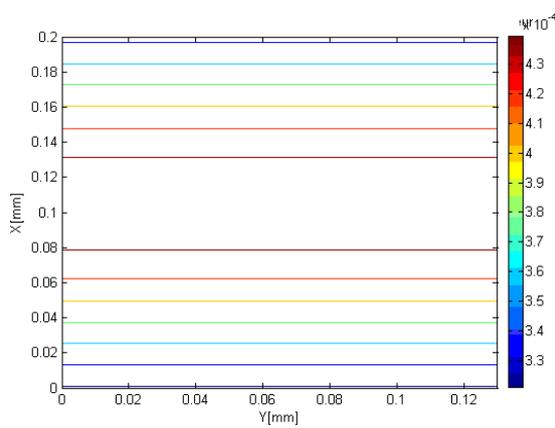


Fig. V.71 : contour du champ E créée par la branche 3 au dessus du hacheur

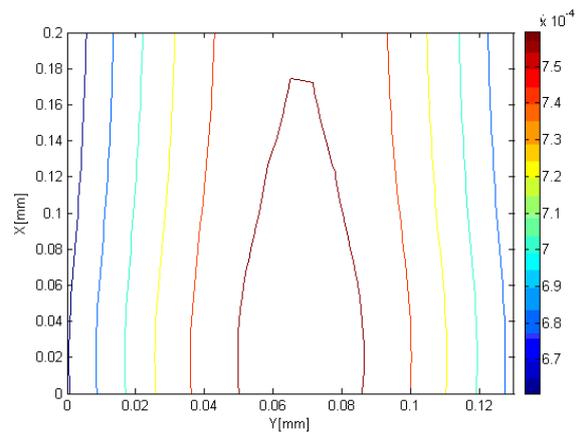


Fig. V.72 : contour du champ E créée par la branche 4 au dessus du hacheur

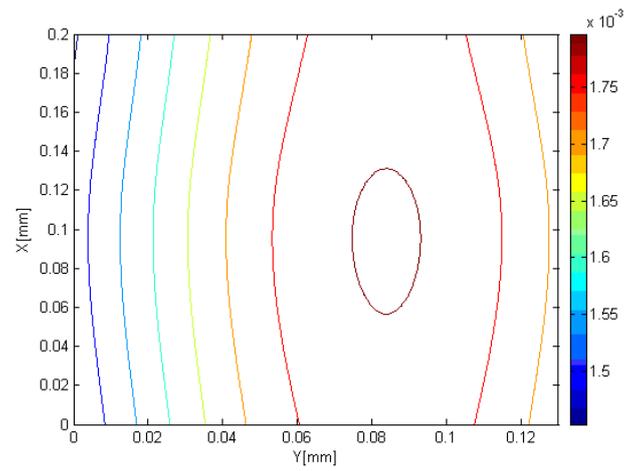


Fig. V.73 : contours des lignes de champ total E

D'une manière générale, ces figures, nous permettent de voir l'impact de chaque branche sur le signal total obtenu, pour les champs électriques et magnétiques.

ملخص:

تطور تكنولوجيا إلكترونيك التحكم، سمح بارتفاع ملحوظ في عدد المحولات الإلكترونية الساكنة و ذلك في كل ميادين الصناعة و الاستهلاك العام. ومن ثم الإلكترونية الحالية تمكننا من نقل خلال تموجات دائما أكبر، قوى كهربائية أكبر مع قوى تحكم دائما أصغر. هذا التعايش أصبح من جراء ذلك إشكاليا. دراسات عديدة اهتمت بدراسة طريقة توليد الارتبايات الموصولة و الشعاعية في المحولات الساكنة. تمكنت هذه الدراسات من قياس الارتبايات و إظهار تغلب بعض القواعد مثل نظام التحول. في هذا النحو شرع عملنا. أي أن الموصل الكهربائي المطبوع المستعمل في إلكترونيك التحكم، يشارك في خلق توترات كهرومغناطيسية للمحولات الإلكترونية الساكنة و دراسة تصرفها ضروري. التحديد الدقيق لقواعدها الخطية يبدو ضروريا، طريقة النواقل الرقيقة هي المعمول بها في دراستنا لتحديد الارتبايات المنقولة وتشوه نوعية المؤشرات (les signaux) المرسله.

في الأشورات (Hacheurs) ذات التحول المفروض كما في كل لوحة إلكترونية مطبوعة وتنتمي إلى إلكترونيك التحكم. نواقل الاتصال و المجاري الكهربائية المطبوعة هي من أهم مصادر الإشعاع الكهرومغناطيسي، و ذلك بسبب تغيرات في فرق الكمون و شدة التيار، مؤديا إلى أن النواقل و المجاري الكهربائية تتصرف مثل انتانات (antennes) مشعة بحقول كهربائية و مغناطيسية. دراستنا كانت متحورة حول حساب الحقول الكهرومغناطيسية المشعة.

Résumé :

L'évolution des technologies dans l'électronique de puissance a permis un accroissement important du nombre de convertisseurs statiques dans tous les domaines industriels et grand public. Par ailleurs, L'électronique actuelle, nous amène à véhiculer durant des fréquences de plus en plus grandes (réduction de temps), des puissances de plus en plus importantes avec des puissances de pilotages de plus en plus faibles. Cette cohabitation est devenue par conséquent assez problématique

De nombreux travaux, se sont attachés à étudier les mécanismes régissant la généralisation des perturbations conduites et rayonnées dans les convertisseurs statiques. Ils ont permis de quantifier les perturbations, et de mettre en évidence la prédominance de certains paramètres, tels que le mode de commutation. C'est dans cette optique que s'articule notre travail présenté. A savoir que Le câblage imprimé utilisé en électronique de puissance contribue à la création des perturbations électromagnétiques des convertisseurs statiques, l'étude de son comportement doit donc être effectuée. La théorie des lignes peut s'adapter à l'étude du comportement de ces conducteurs imprimés. La détermination précise de leurs paramètres linéiques est toutefois nécessaire. La méthode des fils fin est celle adoptée dans ce travail, pour déterminer les perturbations conduites, et alternant la qualité ses signaux émis.

Dans les hacheurs à commutation forcée, tout comme dans tout circuit imprimé appartenant à l'électronique de puissance, les fils de connexions et pistes de circuits imprimés, sont les principales sources de rayonnement électromagnétique, du fait de la variation des tensions et courants, implique que ces derniers (fils et pistes) se comportent comme des antennes rayonnantes en champ électrique et magnétique. Notre travail, a été aussi consacré au calcul de ce champ électromagnétique rayonné.

Mots clés : Perturbations électromagnétiques – Compatibilité électromagnétique – Méthode des fils fins – Convertisseurs statiques – Couplages électromagnétiques – Champ électromagnétique.

Abstract:

The evolution of technologies in the electronics of power allowed a significant increase in the number of static inverters in all the industrial fields and general public. In addition, L 'electronic current, brings us has to convey during increasingly large frequencies (reduction of time), been able issances increasingly significant with increasingly low powers of piloting. This cohabitation became by consequent rather problematic

Many works, attempted to study the mechanisms governing the generalization of the disturbances led and radiated in the static inverters. They made it possible to quantify the disturbances, and to highlight the prevalence of certain parameters, such as the mode of commutation. It is accordingly that our work presented is articulated. Namely that the printed wiring used in electronics of power contributes to the creation of the electromagnetic disturbances of the static inverters, the study of its behavior must thus be carried out. The theory of the lines can adapt to the study of the behaviour of these printed drivers. The precise determination their linear parameters is however necessary. The method of the wires lines is that adopted in this work, to determine the led disturbances, and alternating quality its signals emitted.

In the choppers with forced commutation, just like in any printed circuit pertaining to the electronics of power, the wire of connections and tracks of printed circuits, are the principal sources of electromagnetic rayonnements, because of the variation of the tensions and currents, implies that the latter (wire and tracks) behave like radiant antennas out of electric and magnetic field. Our work was also devoted to the calculation of this radiated electromagnetic field.