HAL
open science

Modèle PEEC pour l'optimisation de filtre C.E.M par routage astucieux des pistes

Thomas de Oliveira, Jean-Luc Schanen, Jean-Michel Guichon, Laurent Gerbaud

To cite this version:

Thomas de Oliveira, Jean-Luc Schanen, Jean-Michel Guichon, Laurent Gerbaud. Modèle PEEC pour l'optimisation de filtre C.E.M par routage astucieux des pistes. EPF 2010, Jun 2010, Saint-Nazaire, France. hal-00497716

HAL Id: hal-00497716

https://hal.science/hal-00497716v1

Submitted on 5 Jul 2010

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

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

Modèle PEEC pour l'optimisation de filtre C.E.M par routage astucieux des pistes

Thomas DE OLIVEIRA, Jean-Luc SCHANEN, Jean-Michel GUICHON, Laurent GERBAUD
G2ELab (UMR 5269 INPG-UJF-CNRS), Bat Ense3, B.P.46
38402 St Martin d'Hères CEDEX France

La fonction de transfert d'un filtre C.E.M se voit fortement dégradée en haute fréquence en raison d'éléments parasites multiples. Les imperfections des composants d'une part ; et les diverses couplages magnétiques entre tous les éléments du système d'autre part. Ces phénomènes a priori indésirables, peuvent cependant être exploités dans le but d'améliorer la réponse du filtre. Une disposition judicieuse des composants couplée à un tracé astucieux des pistes sont alors nécessaires. Une construction manuelle n'est cependant pas envisageable en raison de la complexité du problème. Ce papier traite donc de la mise en œuvre d'un routeur automatique basée sur la méthode PEEC (Partial Equivalent Element Circuit), dans le but de considérer l'aspect électromagnétique lors du tracé des pistes. Les modélisations des composants sont le premier point abordé, pour ensuite présenter l'algorithme de routage.

INTRODUCTION

Les multiples éléments parasites d'un filtre C.E.M sont généralement occultés lors de sa construction. Néanmoins, leurs influences ne sont pas négligeables pour des composantes hautes fréquences d'un quelconque signal. L'idée première serait de réduire aussi bien les imperfections des composants, que les couplages magnétiques parasites. Mais cette solution n'est pas forcément la plus adaptée. Il est en effet possible d'exploiter l'ensemble de ces éléments parasites afin d'améliorer la réponse du filtre. Pour se faire, nous pouvons modifier aussi bien la disposition des composants, que le tracé des pistes. Mais seule la géométrie du routage est sujet de ce papier.

Actuellement, les algorithmes de routage existants se limitent ; soit à tracer les pistes de manière à minimiser leurs longueurs (*critère géométrique uniquement*), soit à tracer les pistes dans le but d'éviter les zones de fort champ magnétique et donc, limiter les couplages composants/pistes [11]. L'avantage du procédé présenté dans cet article, est qu'il exploite les phénomènes jusqu'alors négligés, ou restreints. Le nombre d'éléments à traiter est tel, qu'une construction manuelle est inenvisageable. La mise en œuvre d'un algorithme de routage automatique est alors indispensable. Ce dernier doit-être capable de prendre en compte des aspects électromagnétiques lors de la recherche d'un routage adapté. Pour cela, il sera construit sur la base PEEC [7 - 8], permettant ainsi de considérer aussi bien les imperfections des composants que les couplages magnétiques parasites. Des modèles de composants sont donc nécessaires, et sont l'objet de la première partie de ce papier.

Afin de limiter la complexité du montage (*phénomènes électrostatiques non pris en compte dans notre étude*), nous avons focalisé nos travaux sur un filtre passe-bas. La structure est celle d'un filtre de mode différentiel classique (*Figure 1*), à la différence près que les masses des ports d'entrée/sortie sont communes. Le choix de ce montage est lié au fait que la majorité des mesures sont réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau (*Rohde-Schwarz ZVRE)* dont les masses des deux ports sont communes. L'avantage de ce type de mesure est que la fonction de transfert d'un filtre est bien plus sensible aux variations des couplages magnétiques, qu'une mesure d'impédance.

Chaque condensateur Cx est de type plastique et a une capacité (*constructeur*) de 680nF. Leur identification a été effectuée par pont de mesure d'impédance (*HP 4194*), en moyennant les mesures d'un échantillon de 10 condensateurs de même série. La capacité moyenne calculée a été de 640,717nF, avec un ESL moyen (*Equivalent Serie Inductor*) de 9,4nH, et un ESR moyen (*Equivalent Serie Resistor*) de 21,6mΩ. L'inductance du filtre a été construite sur un tore magnétique en poudre de fer ($\mu r \approx 60$), et la valeur du coefficient d'induction est d'environ 15µH par bobinage. Les deux bobinages étant bobinés sur un unique tore magnétique. En raison de la masse commune existante, nous avons identifié séparément (*HP 4194*) les 2 bobinages théoriquement identiques. Nous avons donc pu établir un schéma équivalent, où apparaissent divers éléments parasites. Le schéma général du montage construit est donc celui présenté figure 1.

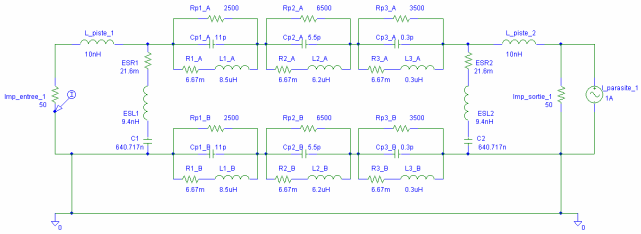


Figure 1 : Schéma équivalent du montage d'étude

I. MODELISATIONS DES COMPOSANTS

A. Avantage de la méthode

La méthode PEEC est une méthode intégrale permettant de traiter des géométries relativement complexes, en ne maillant que les conducteurs [7-9]. De manière générale, cette méthode est utilisée pour modéliser uniquement les pistes ou chemins de câbles d'un système. Dans notre cas, nous souhaitons également modéliser les composants, afin de prendre en compte l'ensemble des couplages magnétiques existants. Bien sûr, des simplifications sont nécessaires pour chaque modèle, car toute construction à l'identique du composant réel est impossible.

B. Modèle PEEC d'un condensateur

Etablir un modèle de condensateur réel est évidemment impossible à réaliser en raison d'une géométrie interne trop complexe. Afin d'éviter de construire plusieurs milliers de couches métalliques, nous avons utilisé une méthode d'homogénéisation par résistivité équivalente [10] associée à une géométrie simplifiée. Etant donné le type de condensateur Cx choisit, sa structure interne peut-être représentée comme deux films enroulés, séparés d'un isolant, chacun d'eux connecté à une métallisation (*Figure 2*). Chaque film peut alors être représenté à son tour par un peigne composé d'une multitude d'électrodes. Nous avons établit notre première modélisation sur cette base, en limitant uniquement le nombre d'électrodes à cinq (*Figure 3*). Ceci étant un compromis entre une modélisation relativement facile à réaliser et correcte, et un temps de résolution acceptable. Les dimensions externes du modèle restent similaires à celles du composant réel.

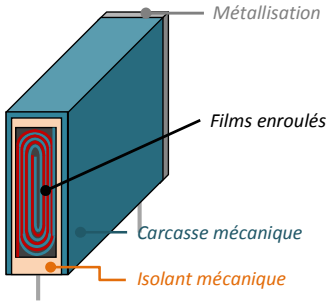


Figure 2 : Structure interne réelle d'un condensateur Cx

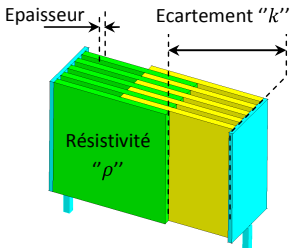


Figure 3 : Première modélisation d'un condensateur Cx

Afin d'affiner le modèle de telle sorte à avoir un comportement impédant identique au composant réel, nous avons ajusté 3 paramètres. Le premier est la résistivité ''ρ'' des électrodes, le second est leur épaisseur ''e'', puis le dernier est l'écartement ''k''. La figure 4.a montre les variations d'ESL en fonction de la résistivité des électrodes ainsi que de leur épaisseur. Puis la figure 4.b illustre quant à elle les variations d'ESL pour différents écartements ''k''.

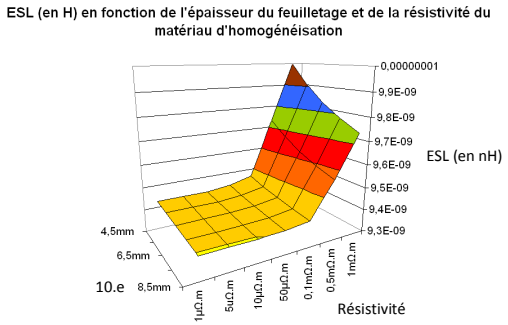


Figure 4.a : ESL=f(e , ρ)

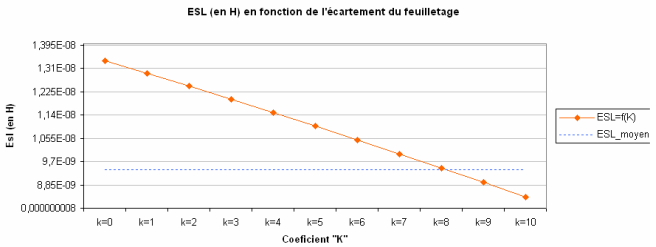


Figure 4.b : ESL=f(k)

Le modèle que nous avons identifié comme étant le plus fidèle avec le composant réel, est définit par :

$$\rho = 7{,}3.10^{-5}\ \Omega.\text{m} \qquad k = 8{,}125\ \text{mm}$$

Épaisseur d'une électrode ''e'' = 0,85 mm

Nous avons ensuite validé ce modèle en réalisant un montage composé de deux condensateurs mis en parallèle, aussi bien géométriquement qu'électriquement parlant (*Figure 5*). La distance entre ces deux éléments est variable dans le but d'accentuer ou pas, le couplage entre composants. Six positions différentes sont alors possibles pour le condensateur mobile.

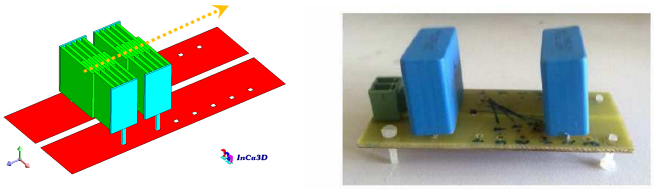


Figure 5 : Validation du modèle de condensateur

Pour mettre en évidence la validité de notre modèle, nous avons considéré la position favorisant au mieux le couplage entre composants, donc celle où les condensateurs sont les plus proches. Ensuite, nous avons modélisé uniquement les pistes afin de voir ce que l'on devrait avoir lorsque Cx1 et Cx2 sont parfaits. L'inductance totale calculée en entrée du montage a été de 15,8nH. Nous avons ensuite remplacé les composants parfaits par notre modèle de condensateur, puis nous avons (*pour cette même position*) ré-effectué le calcul. Le résultat obtenu a été de 12,6nH, de même que la mesure réalisée. Les 3,2nH de différence sont par conséquent due aux imperfections des composants, mais aussi aux couplages magnétiques entre composants et composants/pistes. Pour cette même position, nous avons mesuré l'impédance totale, d'une part numériquement en exploitant notre modèle de condensateur, puis d'un point de vue expérimental. Les résultats obtenus sont présentés figure 6.

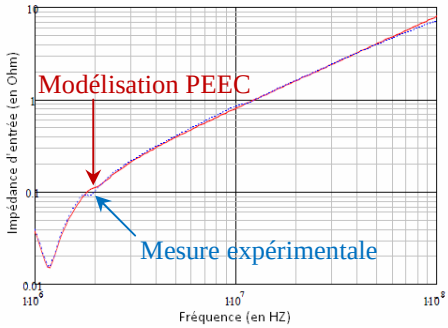


Figure 6 : Mesures d'impédance expérimentale (bleu pointillé), puis par modélisation PEEC (en rouge)

La similitude des résultats montre nettement que la modélisation est acceptable. Cependant, le modèle reste trop lourd pour être exploité dans un processus d'optimisation. Nous avons donc établit un second modèle, également basé sur la méthode d'homogénéisation par résistivité équivalente. La géométrie interne du condensateur est alors assimilée à une unique électrode directement connecté aux deux métallisations (*Figure 7*). Un écartement ''k'' est néanmoins paramétrable, et est un des critères d'homogénéisation. Le second étant la résistivité de l'électrode.

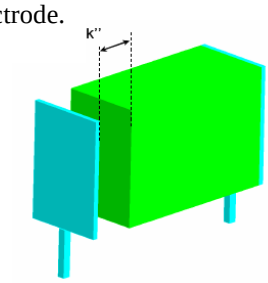


Figure 7 : Modèle simplifié d'un condensateur Cx par une électrode unique

Le modèle que nous avons identifié comme étant le plus proche du composant réel, est définit par :

$\rho = 1{,}25.10^{-4}\ \Omega.m$ $\qquad$ $k = 4{,}5$ mm

Le tableau 1 récapitule les caractéristiques des différentes modélisations, comparées à celles d'un condensateur Cx réel.

Tableau 1 : Récapitulatif des caractéristiques des modèles

	ρ (Ω.m)	k (mm)	e (mm)	ESR (mΩ)	ESL (nH)
Condensateur réel				21,6	9,4
Première modélisation	$7{,}3.10^{-5}$	8,125	0,85	21,576	9,399
Modélisation simplifiée	$1{,}25.10^{-4}$	4,5		20,9	9,37

Ensuite, nous avons modélisé le montage précédent de deux condensateurs parallèles, et ce à l'aide du modèle PEEC simplifié défini. Nous avons alors mesuré l'inductance totale en entrée du montage, pour la position où Cx1 et Cx2 sont les plus proches, et nous avons obtenu 13nH au lieu de 12,6nH. Ce qui montre donc que la modélisation allégée est également valable. La figure 8 présente le comportement impédant du montage (*pour cette même position*), d'une part pour la modélisation PEEC, puis par mesure expérimentale.

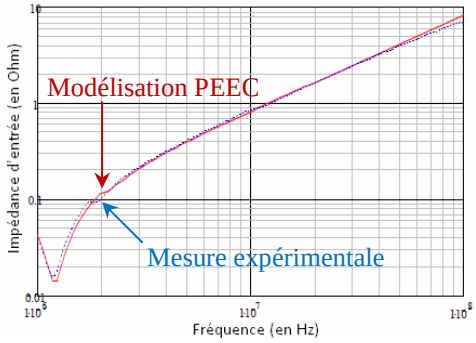


Figure 8 : Mesures d'impédance expérimentale (bleu pointillé), puis par modélisation PEEC (en rouge)

C. Modèle PEEC d'une inductance

Actuellement, la méthode PEEC ne permet pas de considérer des milieux non homogènes. Les matériaux magnétiques ne peuvent donc pas être construits. Une étude préalable [11] a montré que l'influence de tels matériaux est cependant limitée vis à vis des flux de fuites. Néanmoins, des différences apparaissent en haute fréquence, lié au fait que des capacités parasites entre bobinages, puis entre les bobinages et le tore magnétique existent [12]. Pour exposer cela, nous avons considéré l'inductance du filtre passe-bas de notre étude (*Figure 9.a*).

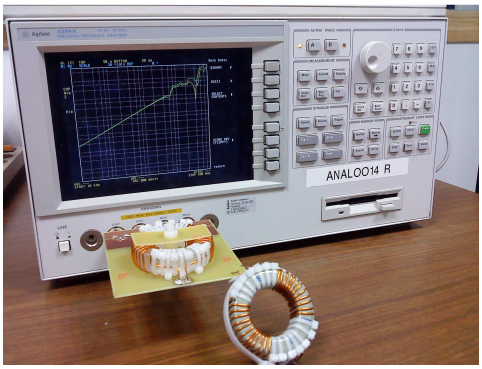


Figure 9.a : Mesures de couplage pour différents tores

La manipulation consiste à mesurer la mutuelle induction entre une spire réceptrice située sous le circuit magnétique, et l'inductance du filtre. Et ce en considérant un tore à perméabilité relative nulle (*en plastique, $\mu = \mu o$*), ainsi que celui d'origine (*poudre de fer, $\mu r \approx 60$*). Pour ce faire, les deux bobinages connectés en séries sont alimentés par une source de courant à fréquence variable. Puis pour chaque fréquence considérée, nous mesurons la tension induite aux bornes de la spire réceptrice. De cette manière, nous pouvons en déduire le couplage existant ''$M_{L\text{-}spire}(f)$''. Les résultats sont présentés figure 9.b.

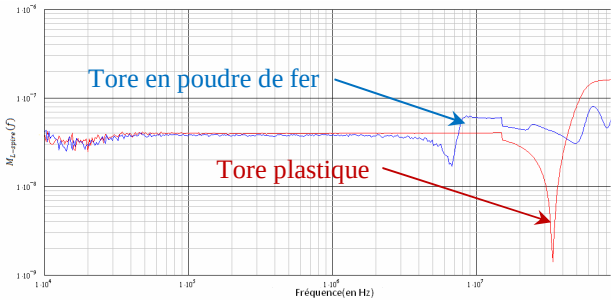


Figure 9.b : Mesures de couplage pour différents tores (résultats)

Nous pouvons alors constater que les mesures sont rigoureusement identiques pour des fréquences inférieures à 5MHz environ. Fréquences pour lesquelles les capacités parasites ont un impact limité. Ce relevé montre alors que le circuit magnétique a peu d'influence sur le rayonnement d'un système, tant que l'effet des capacités parasites est négligeable. Au delà de la dizaine de MHz, le circuit magnétique modifie le rayonnement électromagnétique de l'inductance à cause de ces phénomènes électrostatiques.

Une modélisation PEEC en négligeant le circuit magnétique est alors envisageable. Les résultats obtenus seront relativement proche de la réalité pour des fréquences allant de quelques Hz à la dizaine de MHz. Certaines différences pourront cependant apparaître au delà.

Une modélisation complète d'un bobinage n'est pas envisageable en raison du nombre de maille que cela engendrerait. Nous avons donc cherché à établir un modèle plus simple. Pour cela, nous avons exploité une inductance bobinée de manière à répartir distinctement les spires (*Figure 10*).

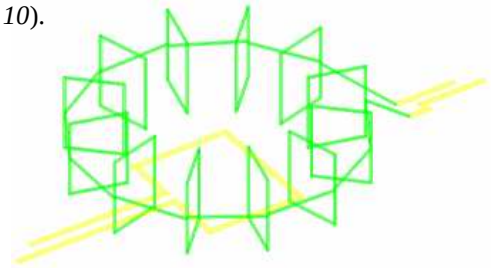


Figure 10 : Modélisation particulière d'une inductance

Grâce à ce modèle, nous avons pu constater que le flux de fuite principal est généré par une spire équivalente correspondant au trajet du courant le long du tore magnétique (*Figure 11*).

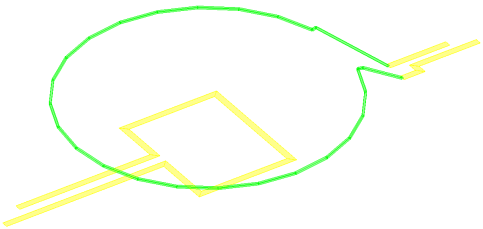


Figure 11 : Modélisation simplifiée d'une inductance

Ce constat a été fait en mesurant le champ magnétique rayonné à l'aide d'une spire réceptrice située sous le tore ; ceci de manière expérimentale, puis par exploitation des modèles PEEC. Le tableau 2 récapitule les mesures effectuées à 10kHz, fréquence à laquelle le matériau magnétique n'a aucun impact sur les flux de fuites.

Tableau 2 : Récapitulatif des caractéristiques des modèles

	Tore en poudre de fer	Tore en plastique	Modèle PEEC
Mesures expérimentales	10,8 nH	10,9 nH	
Modélisation complète			9,8 nH
Modélisation simplifiée			9,9 nH

Dès lors, nous avons pu définir un modèle simplifié de l'inductance utilisé dans notre filtre d'étude (*Figure 12*).

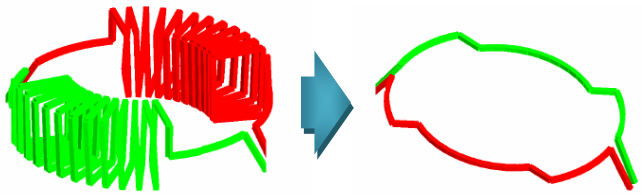


Figure 12 : Modèle simplifié de l'inductance du filtre d'étude

II. Validation des modeles PEEC

La validation finale des modèles construits a été faite en construisant numériquement le filtre passe-bas de notre étude. Pour ce faire, nous avons définit trois topologies de filtre différentes (*Figure 13*), favorisant plus ou moins les couplages entre composants. Nous avons ensuite mesuré expérimentalement la fonction de transfert (*Rohde-Schwarz ZVRE*) de chacun, pour les comparer ensuite aux relevés numériques dans le cadre de modélisations PEEC complètes puis simplifiées (*Figure 14*).

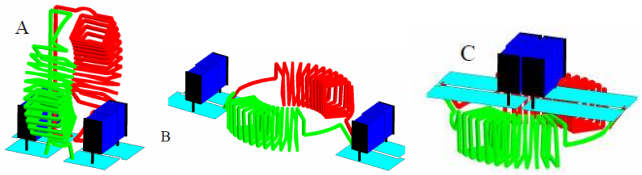


Figure 13 : Différentes topologies de filtres construits

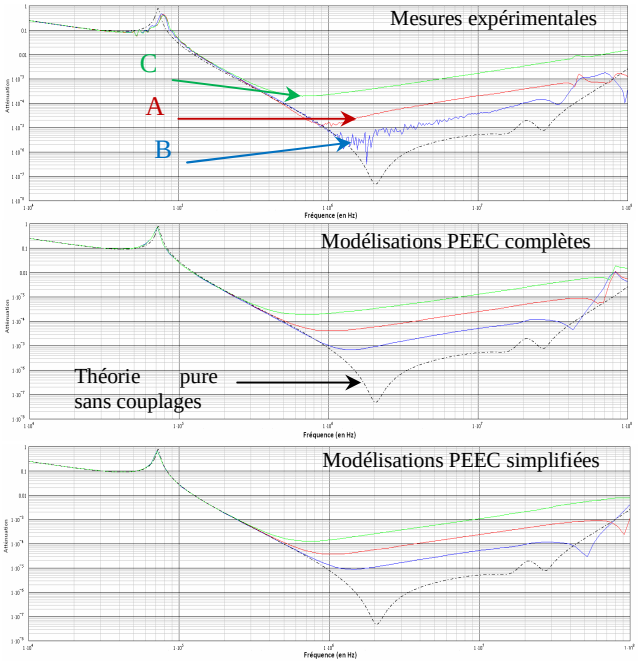


Figure 14 : Fonctions de transfert pour les 3 topologies de filtre définies

Les mesures découlant des modélisations PEEC, qu'elles soient complètes ou simplifiées, sont similaires aux mesures expérimentales jusqu'à 20MHz environ. Au delà, les phénomènes parasites capacitifs négligés pour les modèles PEEC, modifient le fonctionnement des montages.

III. Algorithme de routage automatique.

Les modèles PEEC des composants sont désormais suffisamment légers pour être utilisés par un processus de routage automatique. La base de notre algorithme est la même que les précédents algorithmes construits [4-6], car l'aspect géométrique est totalement masqué étant donné qu'ils se basent sur la théorie des graphes. Le principe utilisé définit le trajet entre 2 points par un poids, régi soit de manière géométrique, soit autrement. Pour des raisons de rapidité de convergence, notre algorithme ne cherche pas la meilleure solution mais une des meilleures, ce qui permet de réduire le champ d'analyse (*principe tiré de l'algorithme A*, variante de l'algorithme Dijkstra [6]*).

La définition des poids du graphe peut-être effectuée en connaissant le champ global rayonné par le montage complet y compris les pistes. Autrement dit, les pistes sont

essentielles à la détermination des poids nécessaires pour les trouver. C'est donc un problème sans fin. Le premier algorithme que nous avons construit fait intervenir un paramètre aléatoire permettant de tester une multitude de solutions de routage possible, et de ne garder au final que la meilleure. Une variante a ensuite été conçue dans le but de guider et d'accélérer la recherche d'un routage adapté. Ce second algorithme est basé sur le fonctionnement des algorithmes génétiques, s'appuyant eux-mêmes sur la théorie de l'évolution des espèces de Darwin. Le principe de fonctionnement étant donc de tester une première famille de solutions dites mères, pour ne garder que les ''N'' meilleures. De ces ''N'' solutions nous en créons ''X'' autres dites filles, construites en modifiant aléatoirement un seul point pour chaque ''N'' solutions mères. On analyse ensuite cette nouvelle famille de solutions et nous ne retenons que les ''N'' meilleures. Les solutions filles deviennent alors les mères, et ainsi de suite jusqu'à converger vers une solution acceptable.

Pour tester le fonctionnement de nos algorithmes, nous avons modélisés un filtre passe-bas à géométrie standard (*Figure 15.a*), puis nous avons lancé les deux processus de routage automatique construits. La figure 15.b expose une des solutions de routage obtenue. Et la figure 15.c présente quant à elle les fonctions de transfert du filtre d'origine (*pistes larges*), du filtre optimisé, puis du filtre optimisé pour lequel nous avons réduit la définition de la spire équivalente modélisant l'inductance du filtre (*spire non plus cylindrique mais polygonale*).

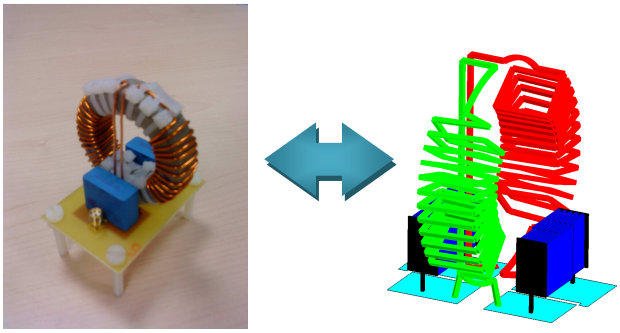


Figure 15.a : Filtre passe-bas à géométrie standard (pistes larges)

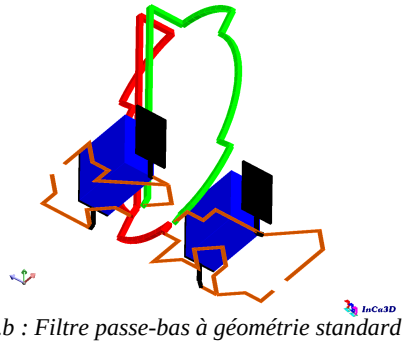


Figure 15.b : Filtre passe-bas à géométrie standard (pistes optimisées)

- - · - · - Théorie sans couplages magnétiques.

——— Mesure expérimentale.

——— Modélisation PEEC complète.

——— Modélisation PEEC simplifiée.

- - - - Routage optimisé par le 1er algorithme (*purement aléatoire*), obtenu à la suite de 300 tentatives et de 16h de simulation (*sur PC classique, CPU 2GHZ et 3GB de mémoire vive*).

- - - - Routage optimisé par le 2nd algorithme (*génétique*), obtenu à la suite de 18h de simulation.

- - - - Routage optimisé par le 2nd algorithme, pour une modélisation d'inductance à définition allégée (*nombre de points définissant la spire équivalente fortement réduit*). Routage obtenu après seulement 5h de simulation.

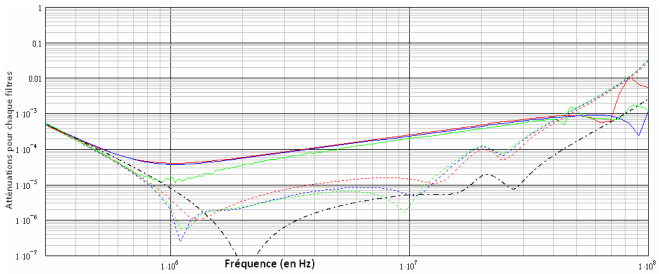


Figure 15.c : Fonctions de transfert mesurées

Le critère d'optimisation considéré a été de trouver une atténuation à 10MHz la plus faible possible. Les résultats obtenus ont été répertoriés dans le tableau 3.

Tableau 3 : Récapitulatif des atténuations obtenues à 10MHz pour chaque solution d'optimisation

	Atténuation à 10MHz
Routage standard (*pistes larges*)	-74 dB
Solution 1er algorithme (*purement aléatoire*)	-97 dB
Solution 2nd algorithme (*génétique*)	-112,4 dB
Solution 2nd algorithme avec un modèle d'inductance allégé	-112,6 dB

Les solutions de routage retenues ont donc des fonctions de transfert meilleures que celle d'un montage à pistes standard (*larges*). Nous remarquerons aussi que pour des fréquences de l'ordre du MHz, les solutions optimisées ont des comportements encore meilleures, que celui d'un montage sans couplages magnétiques parasites. Nous voulons montrer par là, la possibilité d'exploiter ces phénomènes à bon escient.

La figure 16 représente l'ensemble des solutions testées lors des différentes optimisations réalisées. Il est alors évident que l'algorithme basé sur le principe génétique, est bien plus performant, et ce pour un même temps de résolution.

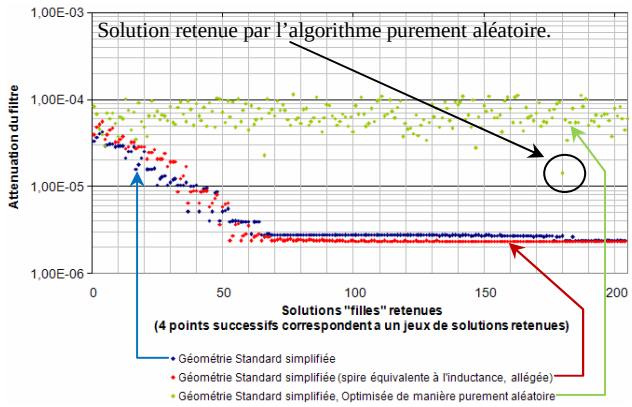


Figure 16 : Evolution des solutions de routage tentées

Etant donné que les processus d'optimisation cherchent une solution de routage pour laquelle les couplages

magnétiques favorisent l'atténuation du filtre, il faut impérativement que ces couplages soient suffisamment importants pour que leurs impacts soient visibles. Pour mettre en évidence ceci, nous avons modélisé le filtre dont la disposition des composants minimise ces couplages (*Figure 17.a*).

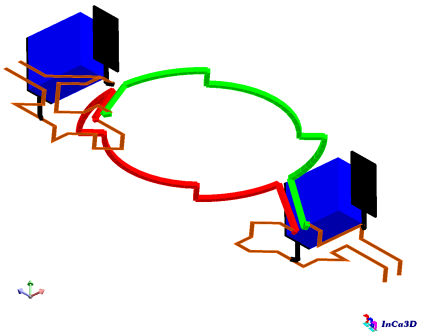
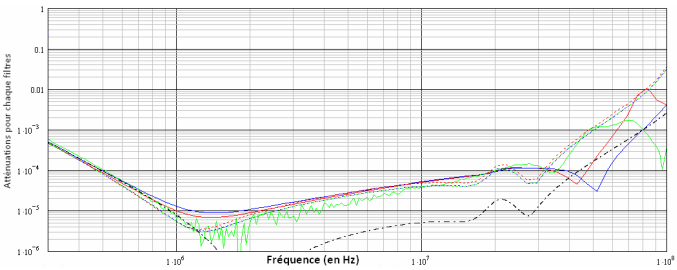


Figure 17.a : Filtre passe-bas minimisant les couplages magnétiques de par la disposition des composants

Les résultats présentés figure 17.b montrent clairement qu'une optimisation est difficile à réaliser si l'impact des couplages magnétiques est limité.



Théorie sans couplages magnétiques.

Mesure expérimentale.

Modélisation PEEC complète.

Modélisation PEEC simplifiée.

Routage optimisé par le 1er algorithme (*purement aléatoire*), obtenu à la suite de 300 tentatives et de 16h de simulation (*sur PC classique, CPU 2GHZ et 3GB de mémoire vive*).

Routage optimisé par le 2nd algorithme (*génétique*), obtenu à la suite de 18h de simulation.

Routage optimisé par le 2nd algorithme, pour une modélisation d'inductance à définition allégée (*nombre de points définissant la spire équivalente fortement réduit*). Routage obtenu après seulement 5h de simulation.

Figure 17.b : Fonctions de transfert mesurées

En effet, les solutions optimisées de routage retenues, ont un comportement relativement identique à celui du montage d'origine (*pistes larges, Figure 13.b*)

CONCLUSION

L'originalité de cette étude est d'exposer la possibilité d'exploiter les couplages électromagnétiques, dans la phase d'optimisation d'un montage. Nous proposons au travers ce papier, une méthode PEEC permettant une amélioration comportementale basée sur une disposition astucieuse des pistes. Cette méthode nécessite la définition de modèles PEEC de composants, dont les comportements impédants, tout comme les rayonnements électromagnétiques, restent similaires à la réalité.

REFERENCES

[1] Eckart Hoene, "EMC in Power Electronics", CIPS 2008, Nurenberg, Germany

[2] Shuo Wang; Lee, F.C.; van Wyk, J.D., "A Study of Integration of Parasitic Cancellation, Techniques for EMI Filter Design With Discrete Components", Power Electronics, IEEE, Transactions on, Volume 23, Issue 6, 2008

[3] Timothy C. Neugebauer, Joshua W. Phinney, David J. Perreault, "Filters and Components with Inductance Cancellation", IEEE 2002, MIT, Cambridge USA

[4] C. Y. Lee, "4n Algorithm for Path Connections and Its Applications", IRE Trans. on Electric Computers, 1961

[5] E. W. Dijkstra, "A note on two problems in connexion with graphs, "Numer. Math., vol. 1, pp. 269-271, 1959

[6] F.Rubin, "The Lee path connection algorithm", IEEE Trans. On Computers, VOL. c-23, No. 9, 1974

[7] Ruehli, A.E.; Antonini, G., "On modeling accuracy of EMI problems using PEEC", Electromagnetic Compatibility, 2003 IEEE International Symposium on, Volume 1, Issue , 18-22 Aug. 2003

[8] Vincent Ardon, Jérémie Aimé, Olivier Chadebec, Edith Clavel, Enrico Vialardi, "MoM and PEEC Method to Reach a Complete Equivalent Circuit of a Static Converter", EMC Zurich 2009, Switzerland, jan 2009

[9] C.Martin, JL.Schanen, JM.Guichon, R.Pasterczyk, "Analysis of Electromagnetic Coupling and Current Distribution inside a Power Module ", IEEE trans on IAS – July/August 2007, vol. 43, no. 4

[10] DowellP.L., "Effect of eddy currents in transformer windings",Proceedings IEE, Vol.133, n°8, 1966.

[11] Hoene, E.; Lissner, A.; Guttowski, S. "Prediction of EMI behaviour in terms of passive component placement", EMC Zurich 2007. 24-28 Sept. 2007

[12] P.Fouassier, "Modélisation électrique des composantes magnétiques hautes fréquences : prise en compte de la température et caractérisation des ferrites". 09 Octobre 1998