

# Applications : modélisations des interconnexions de systèmes complexes réels

## Sommaire

---

<b>1</b>	<b>Introduction</b> . . . . .	<b>143</b>
<b>2</b>	<b>Hacheur boost - modélisation CEM conduite</b> . . . . .	<b>143</b>
2.1	Présentation du hacheur . . . . .	143
2.2	Extraction des éléments parasites RLM-C . . . . .	144
2.3	Emplacement des capacités dans le schéma PEEC . . . . .	149
2.4	Modélisation des courants de mode commun . . . . .	149
2.5	FTT des courants de mode communs . . . . .	152
<b>3</b>	<b>Variateur de vitesse industriel - modélisations CEM conduite et rayonnée</b> . . . . .	<b>153</b>
3.1	Présentation du variateur de vitesse . . . . .	153
3.2	Extraction des éléments parasites RLM-C . . . . .	154
3.3	Construction du schéma électrique complet . . . . .	155
3.4	Étude CEM conduite . . . . .	157
3.5	Etude CEM rayonnée . . . . .	159
<b>4</b>	<b>Conclusion du chapitre</b> . . . . .	<b>161</b>

---

### Résumé

*Notre méthode PEEC adaptée sera appliquée à plusieurs structures d'électriques de puissance industrielles : des convertisseurs statiques simples ou de complexité industrielle comme un variateur de vitesse. À partir des schémas électriques PEEC complets, des études de spectres d'impédances, de compatibilité électromagnétique conduite (sur le courant de mode commun) ou rayonnée (sur le de champ magnétique proche) seront réalisées et comparées avec des mesures.*

# 1 Introduction

Cette méthode PEEC adaptée à la modélisation des interconnexions de puissance de systèmes électriques complexes présentée dans les chapitres précédents est appliquée à plusieurs structures industrielles. Dans chacune de ces applications, la démarche d'extraction des éléments parasites R-L-M-C est la même à savoir, l'extraction des éléments inductifs via le logiciel InCa3D [2] et l'extraction des éléments capacitifs via la méthode intégrale avec ou sans la FMM.

Des études de compatibilité électromagnétique de ces structures ont été menées en collaboration avec Jérémie Aimé. Il a modélisé, dans le cadre de son master recherche puis d'une thèse intitulée « *Rayonnement des convertisseurs statiques. Application à la variation de vitesse* » [26] effectuée au G2Elab et Schneider-Electric (soutenue le 13 mars 2009), des convertisseurs statiques allant de hacheurs relativement simples à un variateur de vitesse industriel réalisé et commercialisé par Schneider and Toshiba Inverter Europe (STIE), filiale du groupe Schneider-Electric, sous la marque Telemecanique. Ne disposant pas au début de sa thèse de nos outils d'extraction de capacités parasites, il s'est focalisé sur la modélisation résistive et inductive seule. Pour la partie capacitive des hacheurs boosts, il a soit mené des campagnes de mesures soit utilisé des formules analytiques pour modéliser certaines capacités, supposées les plus influentes [21, 22].

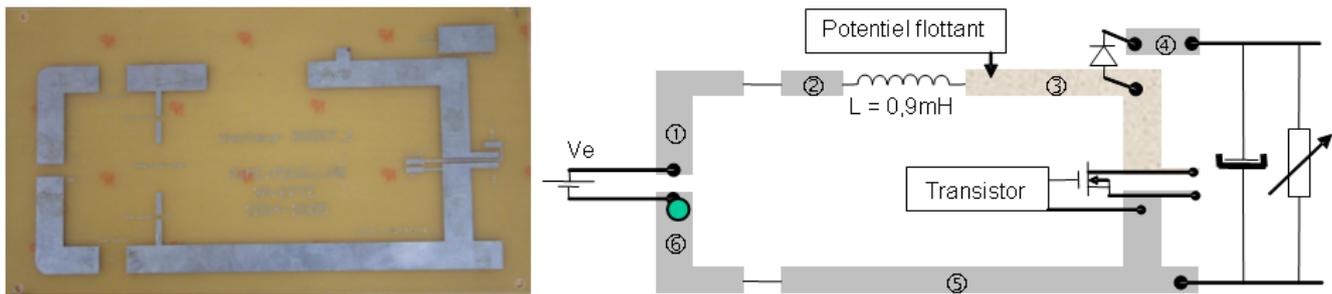
Dans notre travail, on a repris la modélisation d'un hacheur boost pour en étudier les courants de mode commun. Pour la seconde application traitée dans ce chapitre, le variateur de vitesse de STIE, le modèle capacitif n'avait pas encore été traité par Jérémie Aimé. L'apport de ces capacités parasites lui a permis d'obtenir un modèle complet des interconnexions de la partie puissance et mécanique du variateur rendant possible des études de compatibilité électromagnétique (CEM). Dans ce chapitre, on présentera la modélisation du hacheur boost et brièvement celle du variateur de vitesse car cette dernière modélisation est très complexe (faisant appel à des couplages de méthodes et une expertise en matière de modélisation CEM). Pour plus de détails sur cette application, on invite le lecteur à lire le troisième et dernier chapitre de la thèse de Jérémie Aimé (p. 141-230).

## 2 Hacheur boost - modélisation CEM conduite

### 2.1 Présentation du hacheur

Ce hacheur boost, est un cas d'école réalisé par Schneider-Electric pour étudier ses performances CEM et pouvoir déduire des règles de câblage intéressantes d'un point de vue de la CEM. Une étude de CEM conduite sur les courants de mode commun a été effectuée. On rappelle que ces courants circulent dans l'air à travers les capacités parasites présentes entre les pistes et le plan de masse.

La figure V.1 montre une photo des pistes du hacheur ainsi que le schéma électrique de principe.



**Figure V.1** – Hacheur boost (à gauche) constitué de 6 pistes de cuivre de  $35 \mu\text{m}$  d'épaisseur déposées sur un matériau diélectrique (epoxy,  $\epsilon_r = 4,7$ ) ; schéma électrique de principe (à droite)

Ce hacheur est constitué de six pistes de cuivre de  $35 \mu\text{m}$  d'épaisseur déposées sur un matériau diélectrique, de l'époxy de permittivité  $\epsilon_r = 4,7$ . Le diélectrique d'épaisseur  $1,54 \text{ mm}$  est situé à  $28 \text{ mm}$  d'un plan de masse en cuivre.

Le principe de fonctionnement électrique est le suivant : le hacheur élève la tension d'entrée continue  $V_e$  (de  $60 \text{ V}$ ) en une tension continue de sortie  $V_s$  (de  $109 \text{ V}$  environ). Le rapport de tension entrée/sortie est paramétré avec le rapport cyclique  $\alpha$  (de  $0,445$ ) de la période de hachage du transistor (fixée à  $41 \text{ kHz}$ ). La tension de sortie  $V_s$  théorique de ce hacheur est donnée par la relation suivante ( $V_s \approx 108,1 \text{ V}$ ) :

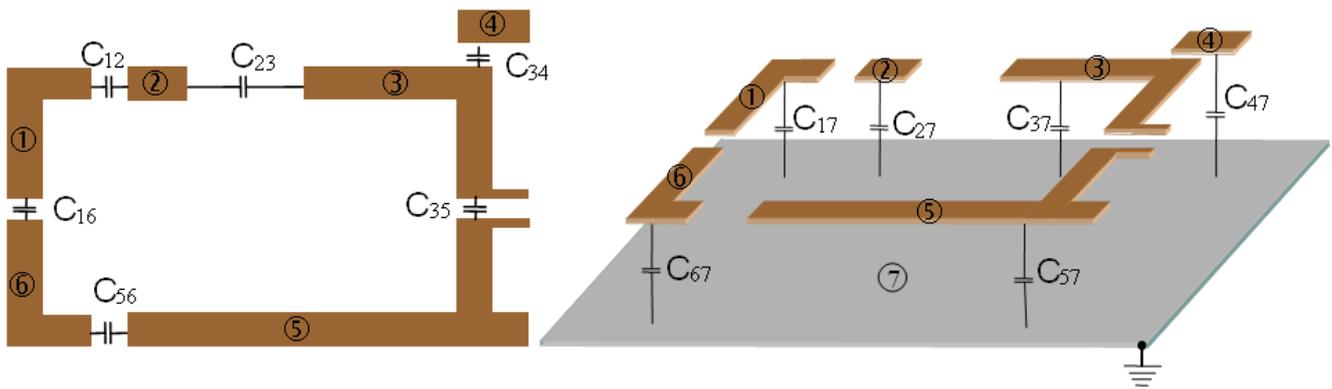
$$V_s = \frac{1}{1 - \alpha} V_e \quad (\text{V.1})$$

L'inductance du hacheur vaut environ  $0,9 \text{ mH}$  et a été caractérisée par la mesure.

## 2.2 Extraction des éléments parasites RLM-C

### 2.2.1 Extraction des capacités parasites

Initialement, douze capacités parasites majeures ont été identifiées par Jérémie : six entre pistes et six entre pistes et plan de masse (Fig. V.2).



**Figure V.2** – 12 capacités parasites mesurées, 6 entre les pistes et 6 entre les pistes et le plan de masse

Une campagne de mesures de ces 12 capacités a été effectuée à l'aide de 12 mesures à l'impédance-mètre. N'ayant pas accès directement à la mesure de chacune de ces capacités, on réalise une série de 12 mesures de capacités en parallèle puis en résolvant un système matriciel de ces mesures, on peut alors obtenir les 12 valeurs. Cette démarche non présentée ici est détaillée dans l'article [21]. Par exemple, la figure V.3 montre comment mesurer les capacités  $C_{12}$ ,  $C_{16}$  et  $C_{17}$  en parallèle.

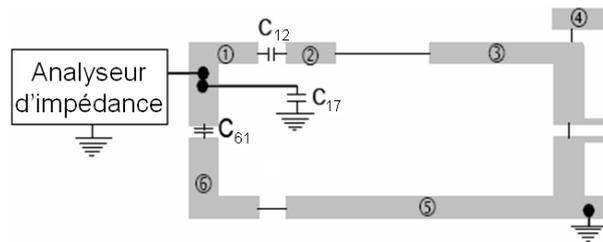


Figure V.3 – Principe de mesure des capacités parasites avec analyseur d'impédance

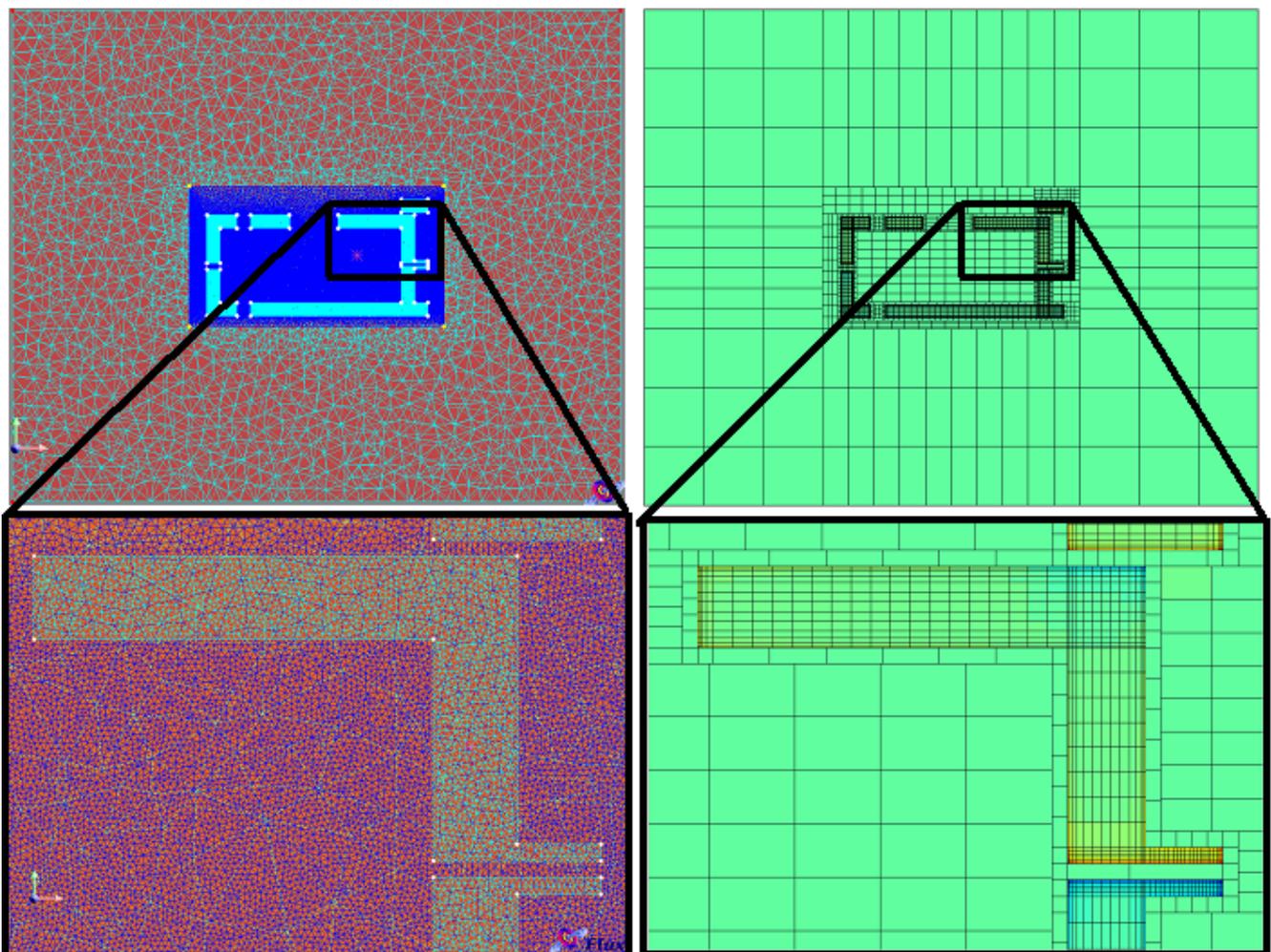


Figure V.4 – Maillage éléments finis du logiciel Flux (à gauche) et maillage non conforme pour la méthode intégrale (à droite)

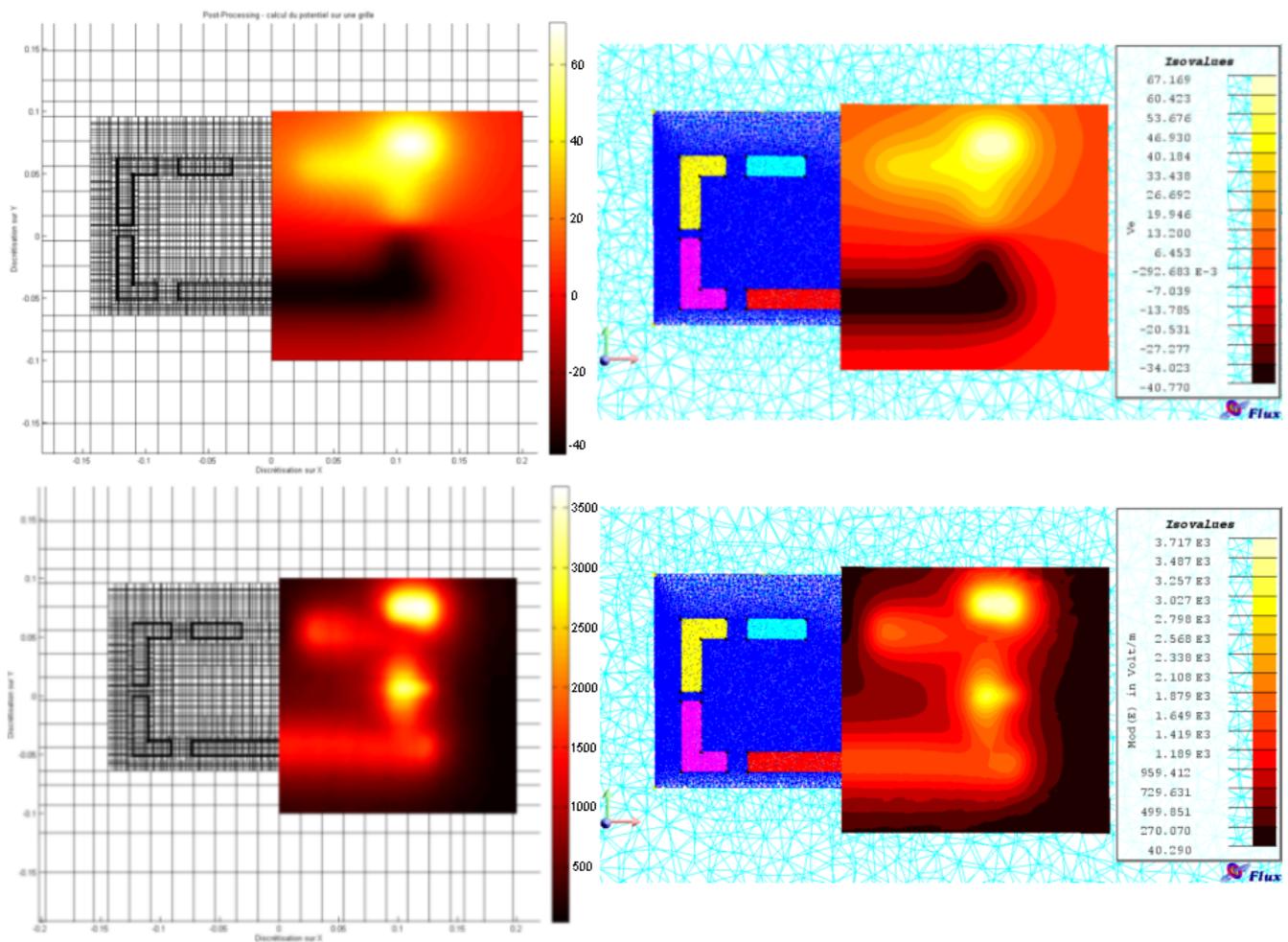


Figure V.5 – Post-processing en potentiel, en haut, et en champ, en bas, sur une grille 2D située au-dessus du variateur avec la FMM, à gauche, et avec les éléments finis (logiciel Flux)

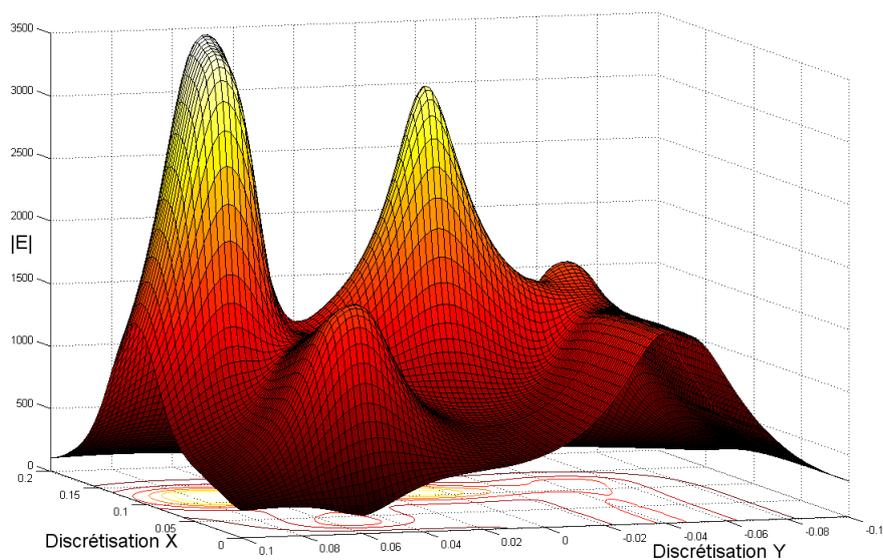


Figure V.6 – Variation rapide du champ électrique  $E$  au-dessus du hacheur (figure V.5 en bas à gauche)

Ces mesures ont été confrontées à des calculs numériques avec la méthode des éléments finis (logiciel Flux [4]) et notre méthode numérique (avec ou sans FMM). Dans la méthode des éléments finis, un maillage de toute la géométrie, air compris, est nécessaire pour résoudre à chaque nœud, le potentiel et le champ électrique. On résout six fois de suite le problème pour chaque conducteur soumis à un potentiel de 1 V et tous les autres à 0 V. Les charges présentes sur les surfaces des conducteurs sont calculées en post-processing, et on obtient ainsi la matrice des capacités.

Les maillages utilisés pour extraire les capacités avec les éléments finis et avec nos méthodes intégrales sont présentés dans la figure V.4. Contrairement au maillage utilisé par notre méthode, celui des éléments finis est nécessairement conforme. Environ 600 000 éléments volumiques sont utilisés dans la méthode des éléments finis contre 7 000 éléments surfaciques pour la méthode intégrale.

Comme dans la section 4.2.1, p. 57, une étude en post-processing de calculs en potentiel  $V$  et en champ électrique  $E$  sur une grille 2D est présentée dans la figure V.5. On observe dans cette figure une très bonne corrélation entre la méthode intégrale avec la « FMM » (avec partitionnement adaptatif) et la méthode des éléments finis. La figure V.6 montre que les variations très fortes du champ électrique  $E$  sur la grille sont bien modélisées car les variations sont bien lisses. Ces études en post-processing permettent de valider les calculs de charges électriques avec la FMM ainsi que le maillage non-conforme et adapté à la répartition des charges utilisé.

Les valeurs des 12 capacités obtenues par nos méthodes ainsi que par la mesure sont présentées dans le tableau V.1, avec « MIT » pour méthode intégrale en interaction totale et « FEM » pour la méthode des éléments finis. On remarque que les écarts entre toutes ces valeurs sont moins importants pour les capacités entre les pistes et le plan de masse ( $C_{i7}$ ). Pour les capacités entre pistes, celles-ci sont parfois très faibles et même inférieures à 1 pF. Effectivement, ces pistes sont relativement éloignées les unes des autres et les surfaces en regard sont quasiment négligeables (35  $\mu\text{m}$  d'épaisseur). D'ailleurs la précision des appareils de mesure d'impédance est de l'ordre du pF. C'est pourquoi, on peut remettre en cause la précision des mesures de ces capacités. Ce sont d'ailleurs sur ces valeurs de capacités entre pistes que l'on retrouve le plus d'écart entre les différents calculs.

Capacités (pF)	Capacités entre pistes et plan de masse						Capacités entre pistes					
	$C_{17}$	$C_{27}$	$C_{37}$	$C_{47}$	$C_{57}$	$C_{67}$	$C_{12}$	$C_{23}$	$C_{34}$	$C_{35}$	$C_{56}$	$C_{16}$
Mesure	1,53	1,25	2,95	0,87	6,50	1,57	0,92	0,70	1,12	1,26	0,93	0,98
MIT	1,77	1,30	2,72	0,88	5,28	1,72	0,34	0,08	0,89	1,36	0,38	0,49
FMM	1,76	1,28	2,70	0,88	5,27	1,73	0,31	0,08	0,89	1,35	0,35	0,47
FEM	1,90	1,40	2,92	0,93	5,67	1,84	0,25	0,06	0,80	1,10	0,27	0,40
%MIT/Mesure	15,7	4,00	7,80	1,15	18,8	9,55	63,0	88,6	20,5	7,94	59,1	50,0
%FEM/Mesure	24,2	12,0	1,02	6,90	12,8	17,2	72,8	91,4	28,6	12,7	71,0	59,2
%FEM/MIT	7,29	8,21	7,26	6,35	7,32	6,99	26,0	33,0	9,84	19,2	28,1	16,7
%FMM/MIT	0,21	0,16	0,41	0,43	0,13	0,97	7,56	7,69	0,45	0,79	8,72	2,21

**Tableau V.1** – Comparaison des valeurs des capacités parasites du hacheur issues de la mesure ou de simulations

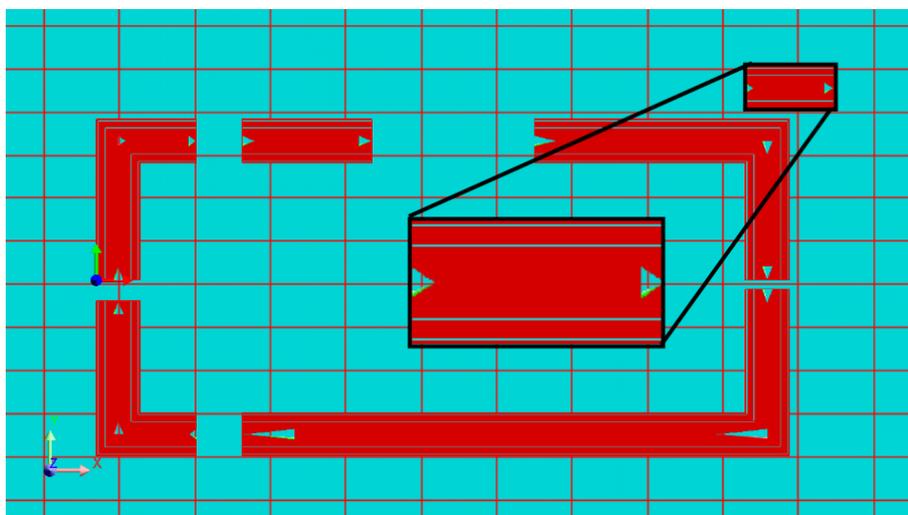
L'écart relatif moyen entre la mesure et les méthodes intégrales en interaction totale et entre la mesure et la méthode des éléments finis sont respectivement de 9,4% et 12% pour les capacités  $C_{i7}$  contre 48% et 56% pour les capacités entre pistes. En supposant que les valeurs des capacités  $C_{i7}$  soient précises, on peut conclure que la méthode intégrale donne des résultats de capacités plus précis que la méthode des éléments finis.

Aussi, l'écart moyen sur les capacités  $C_{i7}$  entre la méthode intégrale en interaction totale et la méthode des éléments finis est de 7,2% environ, et 22,1% pour les capacités entre pistes. Et l'écart relatif moyen entre les matrices de capacités est d'environ 25%. Ces écarts peuvent paraître élevés mais ils ne sont pas choquant car la méthode des éléments finis n'est pas vraiment adaptée pour traiter ce type de structure très plane comportant de très faibles épaisseurs (35  $\mu\text{m}$  pour l'épaisseur des pistes de cuivre - ces conducteurs sont maillés en volumes dans la modélisation éléments finis) et beaucoup d'air environnant.

Entre les intégrales avec ou sans FMM, on obtient environ 0,39% d'écart pour les capacités  $C_{i7}$  et 4,57% sur les autres capacités. L'écart entre les matrices entières est d'environ 5,1%, ce qui est relativement acceptable car on rappelle qu'en présence de matériaux diélectriques, la précision globale obtenue sur le champ normal est moins bonne que celle obtenue pour le potentiel. On rappelle également que le conditionnement de ce problème est particulièrement très mauvais (cf. section 6.2.2, p.117), ce qui peut accroître l'écart entre les résolutions des deux méthodes intégrales via le GMRES(m).

### 2.2.2 Extraction du macro-bloc RLM

Concernant la modélisation inductive on a choisi de modéliser les pistes par des conducteurs unidirectionnels et le plan de masse par un conducteur bidirectionnel (Fig. V.7).



**Figure V.7** – Maillage inductif à 1 MHz, les maillages des pistes sont unidirectionnels et celui du plan de masse, bidirectionnel

Le maillage inductif a été réalisé dans le logiciel InCa3D à 1 MHz. Deux éléments de maillage sont présents dans l'épaisseur de peau des pistes. Le macro-bloc RLM réduit est également calculé pour une fréquence de 1MHz.

### 2.3 Emplacement des capacités dans le schéma PEEC

La réalisation du circuit équivalent du hacheur s'effectue de la façon suivante, les effets capacitifs d'une même piste sont répartis en plusieurs endroits. Lors de cette modélisation, on ne disposait pas encore de la création du macro-bloc capacitif. L'implantation des capacités choisie est illustrée dans la figure V.8.

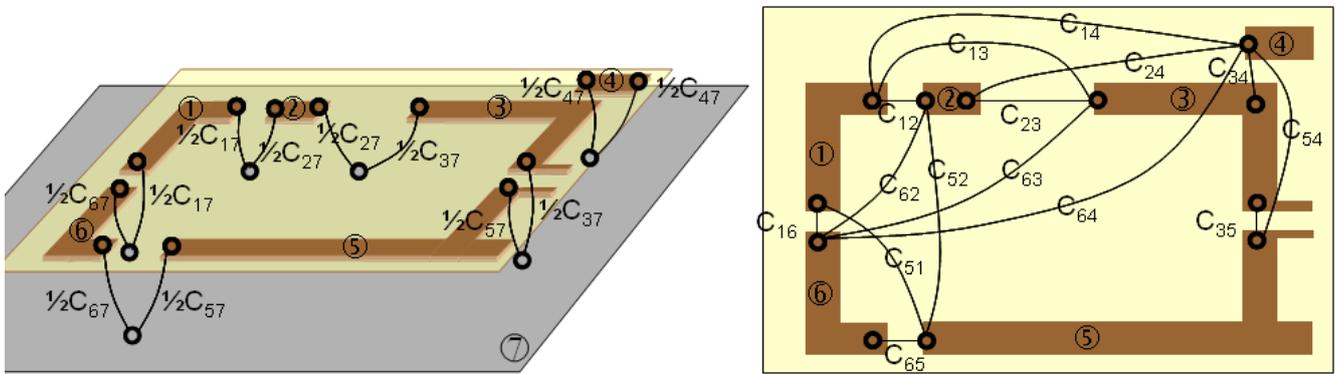


Figure V.8 – Implantation des capacités mutuelles

Les capacités mutuelles ( $C_{i7}$ ) entre les pistes  $i$  et le plan de masse (conducteur n°7) ont toutes été divisées en deux (cellules en II) sauf celle du conducteur 4 (qui est plus petit). Les emplacements de connexion de ces capacités sur le plan de masse sont situés sous ceux des connexions des pistes (à une distance minimale). Toutes les capacités propres ( $C_{ii}$ ) ont été divisées en 2. En revanche, les capacités mutuelles ( $C_{ij}$ ) entre pistes n'ont pas été divisées et celles-ci sont placées entre les extrémités des pistes  $i$  et  $j$  les plus proches.

### 2.4 Modélisation des courants de mode commun

Le schéma électrique équivalent du hacheur étant obtenu, il suffit d'ajouter tous les éléments nécessaires à la réalisation du circuit de modélisation des courants de mode commun. La figure V.9 montre le schéma de principe qui permet de faire cette étude. On retrouve dans cette figure, deux RSIL<sup>1</sup> situés de chaque côté du hacheur, la source de tension continue en entrée (60 V) et la charge résistive et inductive en sortie (une résistance de 80  $\Omega$  en parallèle avec une inductance de 2,2 mH).

1. réseaux stabilisateur d'impédance de ligne, permettent d'isoler le hacheur des perturbations CEM conduite provenant de la source de tension et de la charge. Cela confine les courants parasites au sein de la structure composée du hacheur et du plan de masse

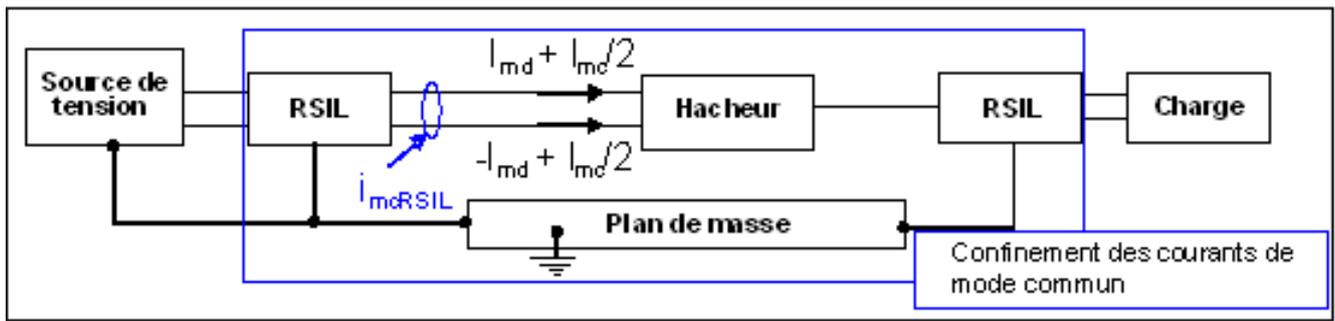


Figure V.9 – Schéma de principe de la modélisation des courants de mode commun

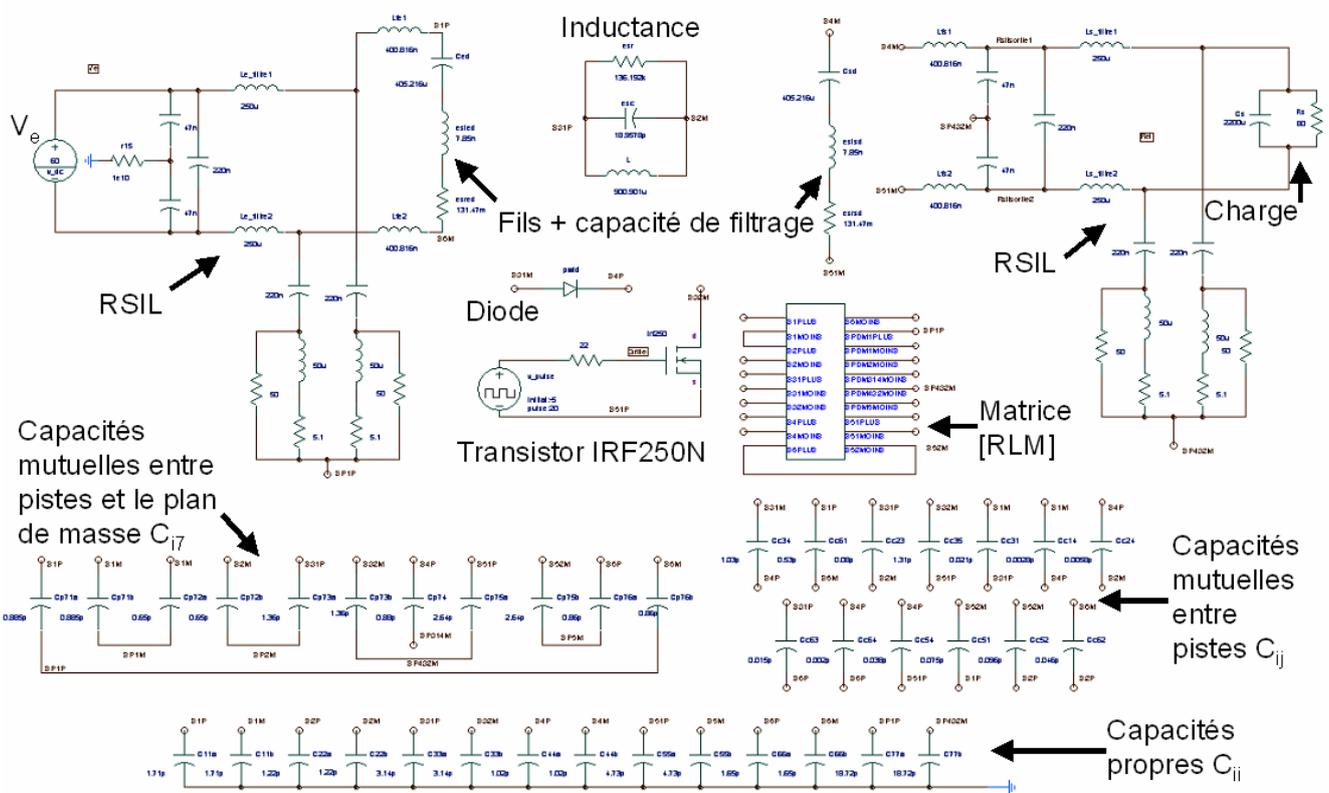


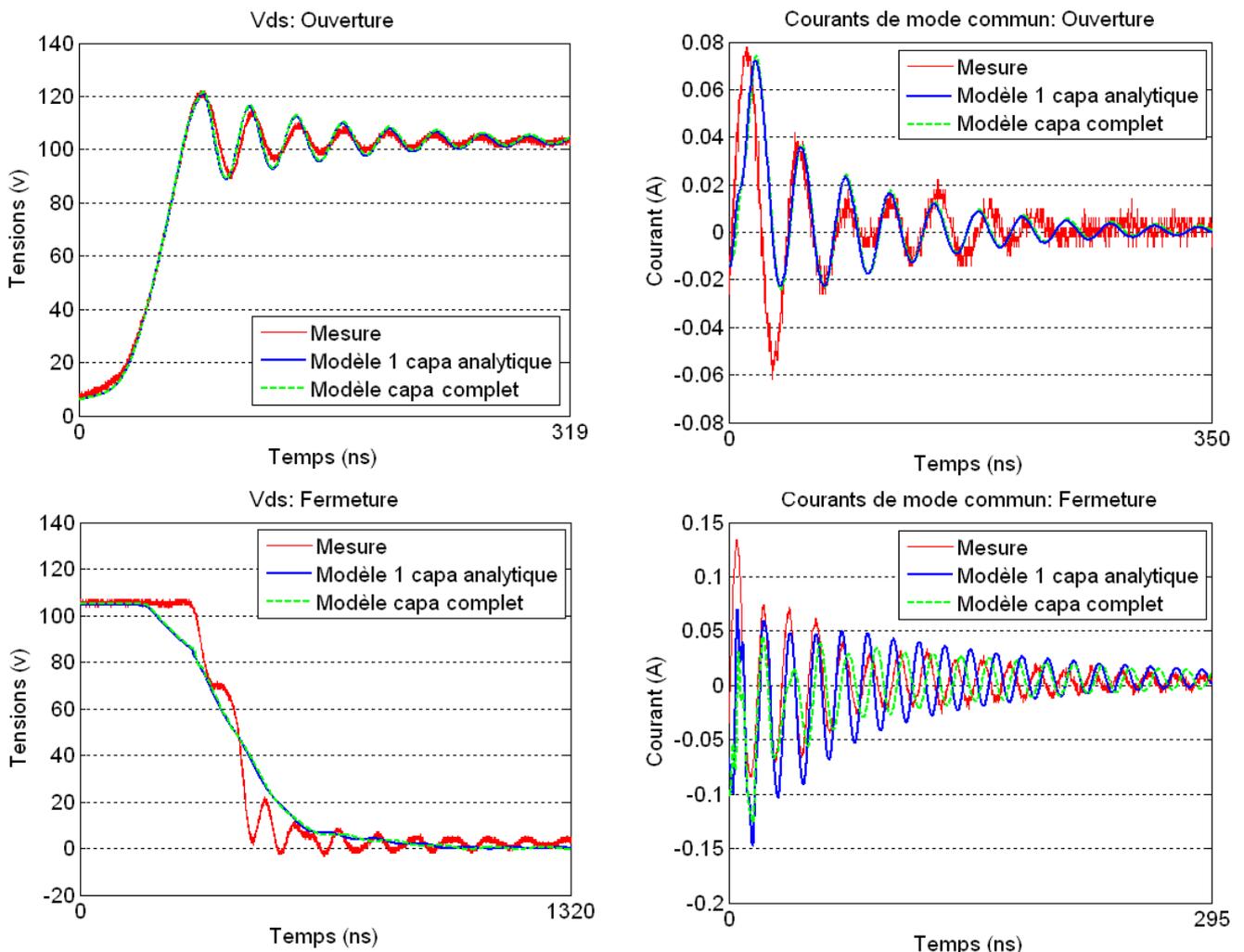
Figure V.10 – Circuit de modélisation des courants de mode commun

Cette étude a été effectuée dans le logiciel Saber [66], réputé pour son modèle performant de transistor (on utilise l'*IRF250N*). Effectivement, il faut savoir que la source principale des courants de mode commun se situe au niveau du potentiel flottant (piste n°3 connectée au transistor) qui passe de 0 à une centaine de volts à la fréquence de fonctionnement du transistor : 41 kHz. Ce sont les commutations rapides du transistor qui génèrent le plus de perturbations conduites. La figure V.10 montre le circuit complet de modélisation réalisé dans Saber. Ce schéma réalisé dans Saber est relativement précis : les modèles d'esr, d'esl et d'esc<sup>2</sup> sont décrits pour l'inductance du hacheur ainsi les capacités de découplage situées en entrée et sortie du hacheur. Ces paramètres

2. éléments parasites des composants discrets qui interviennent en hautes fréquences

permettent de modéliser les comportements de ces composants passifs en hautes fréquences.

Après un régime transitoire de  $200 \mu s$  environ, on a simulé les courants de mode commun à l'ouverture et à la fermeture du transistor. La figure V.11 permet de comparer des mesures à deux simulations utilisant des modèles capacitifs différents : le modèle complet présenté ci-dessus ainsi qu'une modélisation ne prenant en compte qu'une seule capacité parasite, la plus influente, celle du potentiel flottant  $C_{37} = 2,42 \text{ pF}$ . Cette capacité est calculée analytiquement avec la formule analytique du condensateur plan ( $C = \epsilon_0 \epsilon_r S / e$ ).



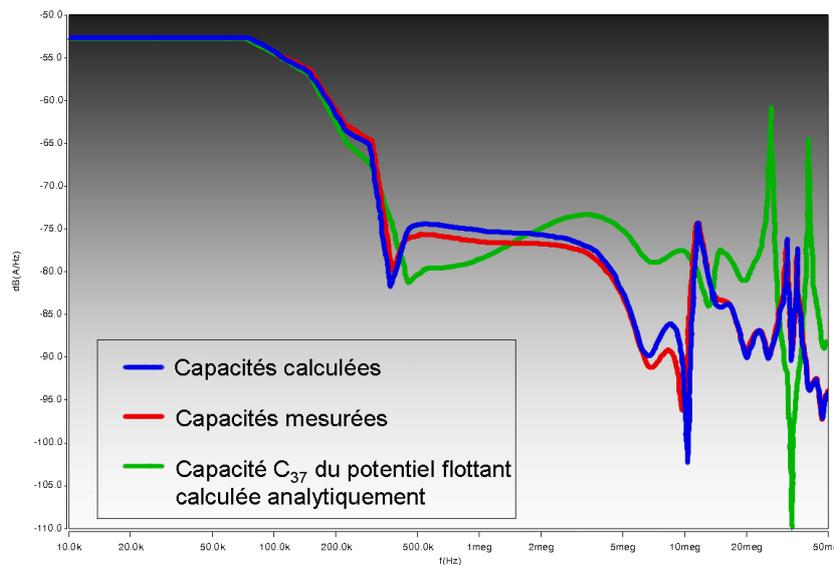
**Figure V.11** – Courbes temporelles ; en haut, les tensions drain-source à la fermeture (à gauche) et à l'ouverture (à droite) ; en bas, les courants de mode commun à l'ouverture (à gauche) et à la fermeture (à droite)

On peut observer pour chacune des courbes de la figure V.11 peu d'écart entre les deux simulations avec les différents modèles capacitifs. Aussi, toutes ces simulations sont relativement proches des mesures. Seules les ondulations sur la tension  $V_{ds}$  à la fermeture ne sont pas reproduites, cependant le courant de mode commun est relativement bien retranscrit.

Vue ces résultats, on pourrait penser qu'une modélisation avec une seule capacité parasite, située

entre la piste soumise à un potentiel flottant et le plan de masse, suffit pour faire des études de CEM conduite. Cependant une étude fréquentielle, présentée dans la figure V.12, a permis de mettre en évidence l'impact des capacités parasites.

### 2.5 FFT des courants de mode communs



**Figure V.12** – Module de la FFT des courants de mode commun à l'ouverture

Nous avons tracé la FFT du courant de mode commun entre 10 kHz et 50 MHz, sur la plage d'ouverture du circuit (correspondante à  $V_{ds} \approx 106$  V) pour différentes modélisations capacitives, avec :

- la matrice des capacités calculées avec la méthode intégrale en interaction totale,
- les 12 capacités mesurées,
- la seule capacité  $C_{37}$  du potentiel flottant calculée analytiquement.

On peut remarquer sur la figure V.12 que la simulation avec la modélisation capacitive complète est relativement proche de celle avec seulement les 12 capacités mesurées et ce, sur toute la plage de fréquence. Cela implique que ces 12 capacités sont bien les capacités les plus influentes en terme d'effets (et non seulement en terme de valeur). La modélisation avec une seule capacité diverge des deux autres modélisations à partir de 500 kHz seulement.

Même si cette structure est peu capacitive, au sens où il n'y a pas de pistes multi-couches ou de plans écran (ie : des surfaces en vis-à-vis proches), les effets capacitifs ne peuvent pas être négligés à partir du méga-hertz. Grâce à ce cas d'école, on peut mettre en évidence l'intérêt de bien modéliser les effets capacitifs pour une étude CEM conduite de mode commun.

### 3 Variateur de vitesse industriel - modélisations CEM conduite et rayonnée

#### 3.1 Présentation du variateur de vitesse

Toujours dans le cadre de sa thèse, Jérémie Aimé a modélisé un autre type de convertisseur statique d'électronique de puissance, à savoir un variateur de vitesse commercialisé de STIE : l'ATV71 (Fig. V.13). Ce variateur de vitesse a pour fonction de piloter des moteurs synchrones et asynchrones sur une gamme 230 V / 5,5 kW. Cette étude a permis de confronter nos outils de modélisation à une structure de complexité industrielle.



Figure V.13 – Variateur de vitesse de STIE : ATV71 230 V / 5,5 kW

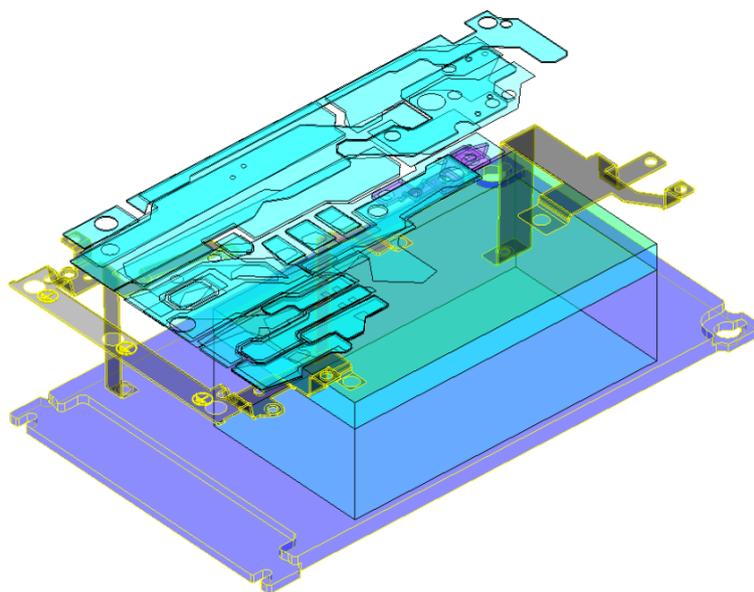
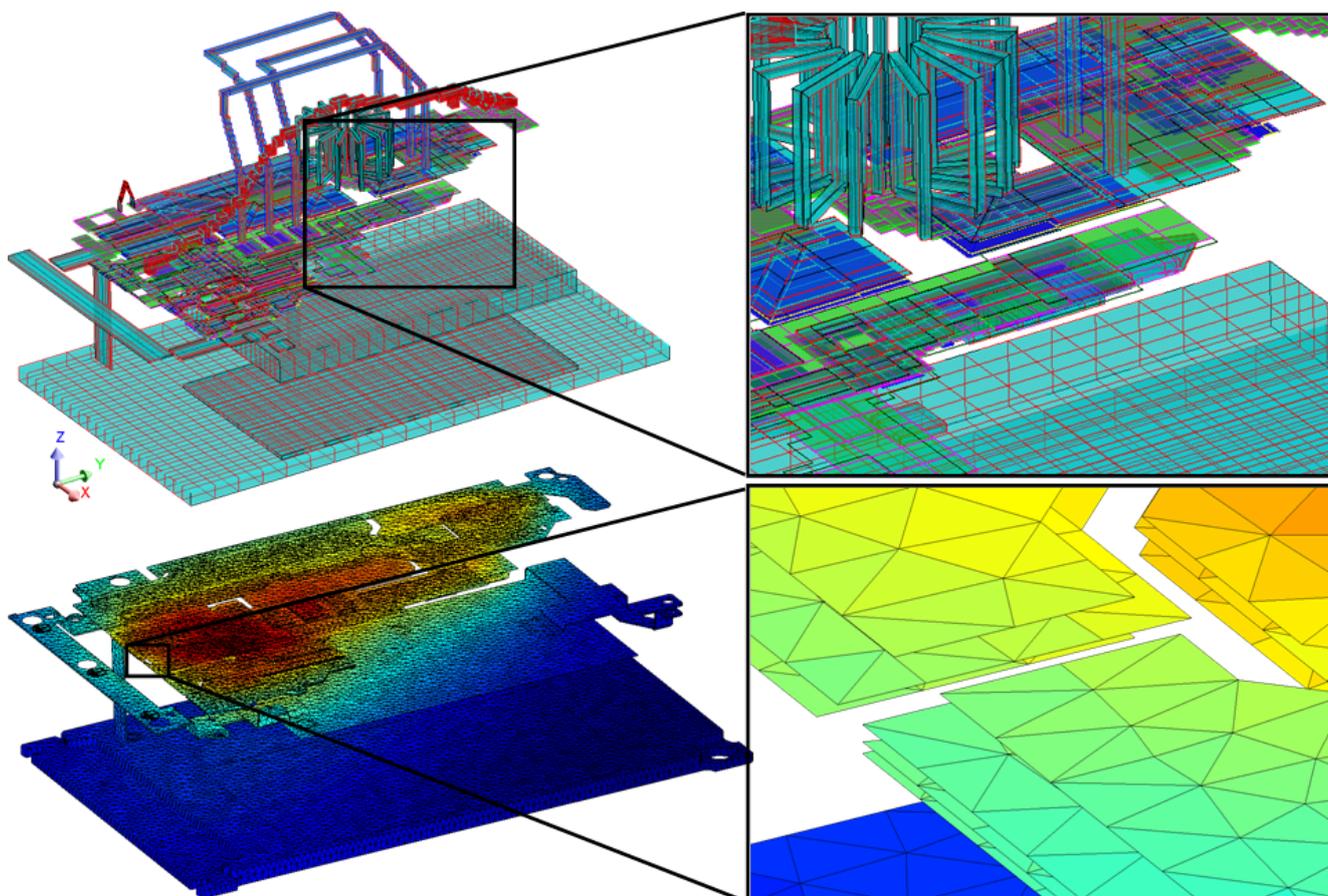


Figure V.14 – Géométrie du variateur de vitesse

La figure V.14 montre la géométrie complexe du variateur décrite dans un logiciel de CAO (Cadence). Celle-ci est constituée de 4 couches minces de conducteurs ( $70 \mu\text{m}$ ), un radiateur, et une armature servant à la fois de maintien mécanique et de plan de masse du convertisseur.

### 3.2 Extraction des éléments parasites RLM-C

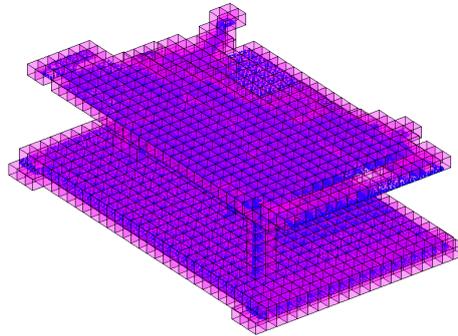


**Figure V.15** – Maillage résistif-inductif à 1 MHz (en haut) et capacitif (en bas) du variateur de vitesse

Les maillages inductif-résistif et capacitif sont présentés dans la figure V.15. On peut observer que dans le cas du maillage inductif-résistif, la géométrie a été simplifiée afin de réduire le nombre de mailles (environ 6 800 mailles) sans trop dégrader le comportement physique de la structure afin de gagner en place mémoire et en temps de résolution. Le maillage capacitif s'appuie directement sur la géométrie issue du logiciel de CAO. On dénombre environ 45 000 éléments surfaciques conducteurs. Ce maillage réalisé par un logiciel dédié à la méthode des éléments finis (Flux) n'est pas optimisé car il est uniforme. La présence du matériau diélectrique a été négligée au niveau du maillage et donc de la résolution des charges, mais il est pris en compte dans le calcul des capacités parasites. 49 régions capacitives ont été identifiées dans la structure.

Pour l'extraction des capacités parasites, l'utilisation de la FMM est obligatoire car le nombre d'éléments dépassent 10 000 (limitation en mémoire). La figure V.16 montre les cubes de plus bas

niveau ( $L = 5$ ) donné par l'AMLFMM pour le maillage capacitif.

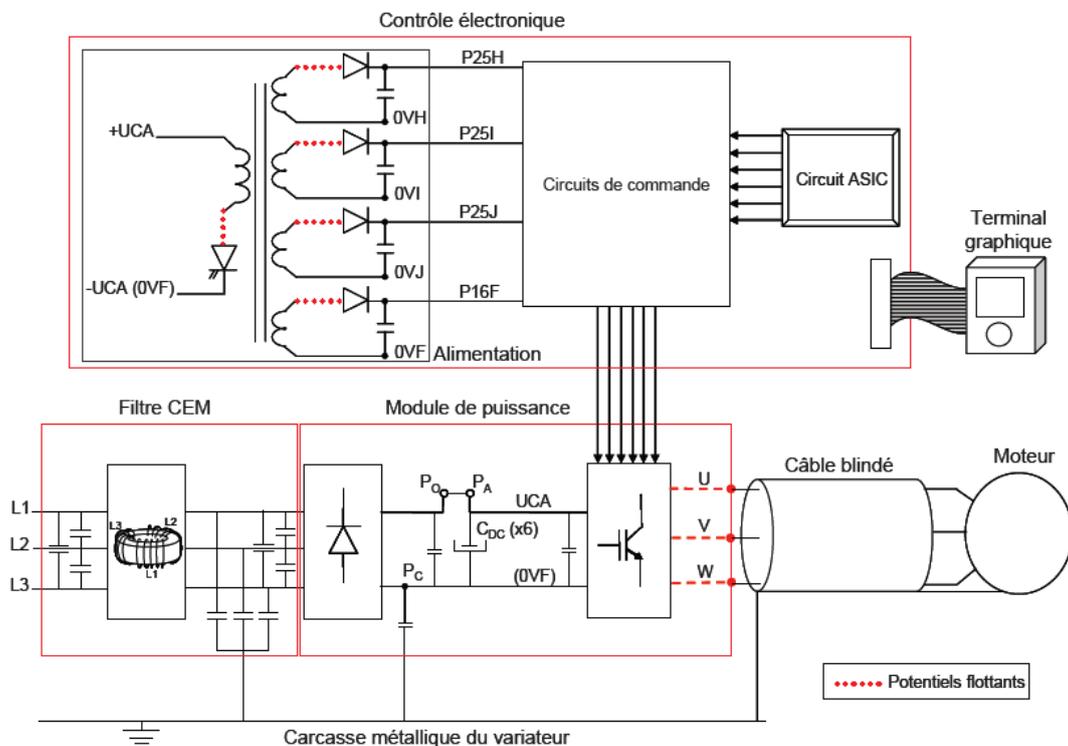


**Figure V.16** – Cubes de plus bas niveau (tous égaux 5) donnés par l'AMLFMM

Comme le maillage est relativement dense et uniforme (maillage éléments finis de la figure V.15), tous les cubes sont du même niveau (comme pour un partitionnement à niveau-constant) alors que le partitionnement est bien adaptatif.

### 3.3 Construction du schéma électrique complet

Le schéma électrique de principe du variateur est présenté dans la figure V.17. Le circuit total de la simulation du variateur a été réalisé dans Saber. La figure V.18 montre les différentes parties du circuit, on retrouve :



**Figure V.17** – Schéma électrique de principe du variateur de vitesse

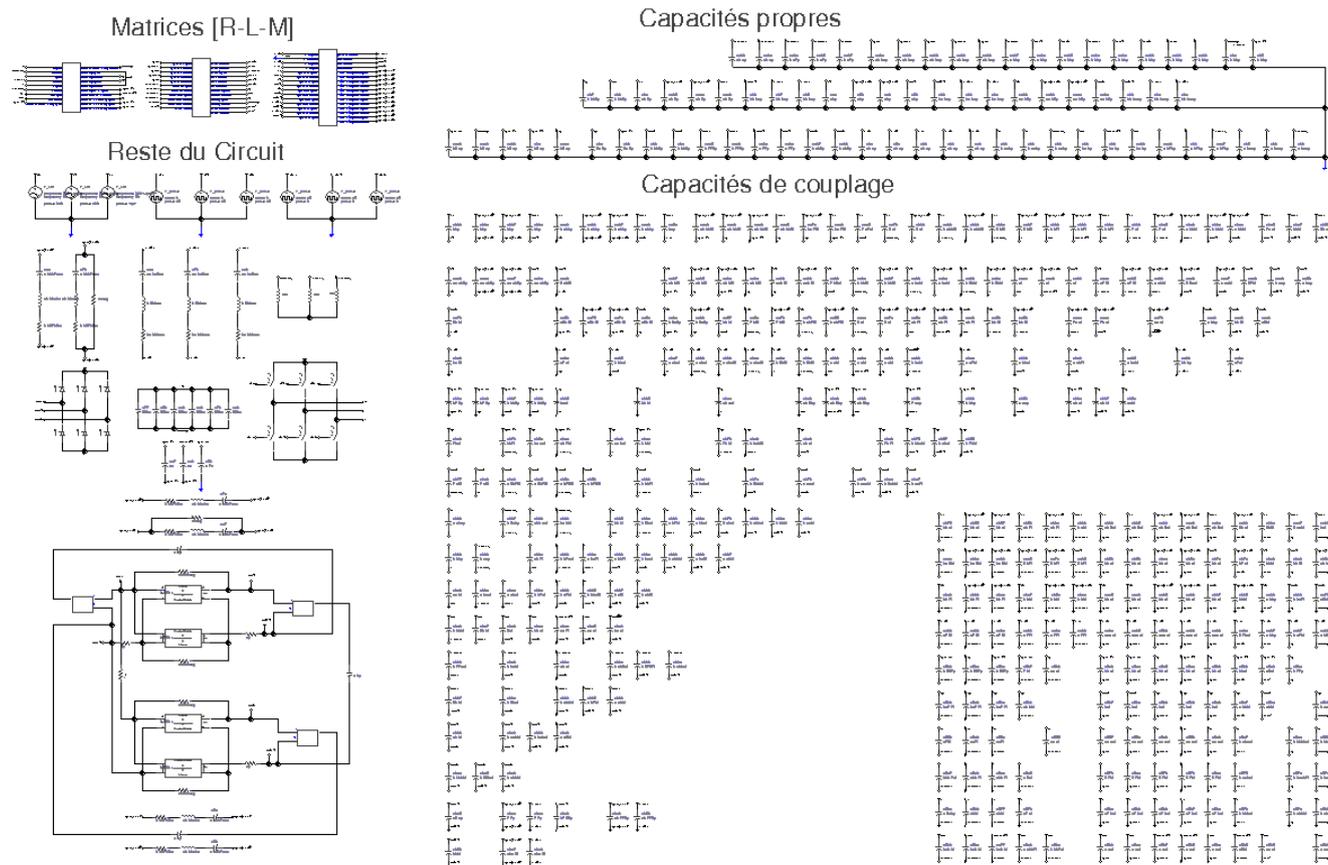


Figure V.18 – Circuit complet de simulation du variateur de vitesse avec Saber

- les macro-blocs RLM (extraits du logiciel InCa3D à 1MHz),
- les capacités parasites propres et mutuelles : les connexions et les discrétisations capacitatives ne seront pas détaillées ici car la géométrie est très compacte, pour certains conducteurs (dont les potentiels flottants) les capacités sont divisées en 2 ou 3 et connectées en vis-à-vis dans la structure multi-couches<sup>3</sup>;

dans l'ensemble appelé « reste du circuit », on a :

- l'entrée de puissance : 230 V triphasé,
- le filtre de mode commun : inductance triphasée composé d'un modèle électrique équivalent de l'inductance magnétisante et l'inductance de fuite en fonction de la fréquence (composé de réseaux RL en échelle) ainsi qu'un modèle capacitif (modèles obtenus à partir de mesures [26, 67]),
- des capacités de filtrage (avec modélisation des esr, et esl),
- le redresseur à diodes,
- l'onduleur,
- la commande pleine onde<sup>4</sup>,

3. toutes ces capacités parasites ont été créées et connectées à la main dans Saber (puis dans InCa3D pour l'étude CEM rayonnée), ce qui représente des journées de travail

4. l'introduction d'une commande MLI a été testée, mais sans succès : divergence de la modélisation temporelle

- la charge : un moteur triphasé.

Ce schéma électrique complet est assez détaillé. Le comportement électrique du variateur a été vérifié et validé [26]. Aussi, la modélisation du filtre de mode commun, élément du filtre de mode commun, a fait l'objet d'un travail de recherche sur un couplage entre la méthode des éléments finis et la méthode PEEC [68, 69].

#### 3.4 Étude CEM conduite

Une étude fréquentielle de l'impédance du variateur dans la bande de fréquences conduites (10 Hz - 30 MHz) a été menée afin de valider la modélisation des éléments parasites des interconnexions du variateur. La figure V.19 présente le spectre conduit donné par la mesure ainsi que celui du courant, issu de la modélisation.

Le spectre de tension mesuré est obtenu à une extrémité d'un RSIL triphasé qui est relié à la prise de terre du variateur. Ce spectre est exactement l'image du courant de mode commun au sein du variateur. On n'a pas pu comparer exactement les mêmes spectres (de courant ou de tension) à cause de plusieurs facteurs. Une étude en petits signaux a été effectuée pour obtenir le spectre du courant dans le bus. C'est le lieu où siègent les principales perturbations conduites de mode commun à cause des potentiels flottants. De plus, dans cette modélisation, la source de puissance n'est pas la même qu'en simulation et aucun RSIL n'a été modélisé dans le solveur circuit. Cependant, cette modélisation du courant dans le bus doit représenter les principaux comportements parasites de mode commun dus aux interconnexions de puissance du variateur.

Dans la figure V.19, on retrouve les principales fréquences de résonances à part celle notée «  $F_2$  ». Celle-ci a été identifiée comme étant liée au câble reliant le variateur au moteur triphasé (différentes mesures à l'impédance-mètre pour différentes longueurs de câble [26]). Or ce câble n'a pas été modélisé dans le circuit électrique. On peut observer deux pics de résonance relativement proches en fréquence que l'on a assimilés comme une seule résonance de fréquence «  $F_0'$  » = 1,221 MHz. Ces deux pics sont certainement dus au choix d'implantation des capacités comme on a pu le voir dans le chapitre précédent. On peut conclure que dans la bande de fréquences conduites, notre modèle équivalent d'interconnexions de puissance est relativement fidèle à la mesure.

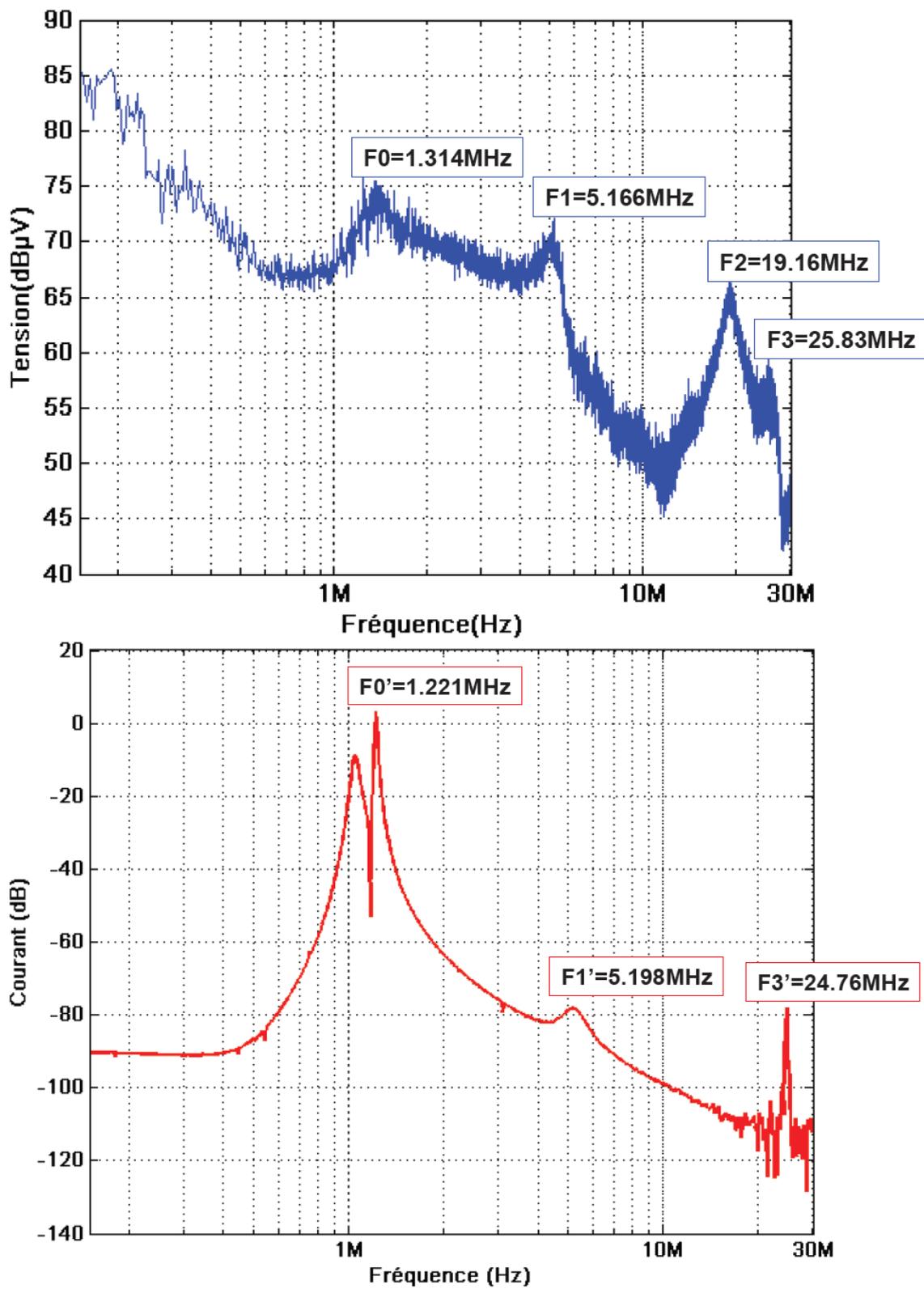


Figure V.19 – Comparaisons des fréquences de résonances entre le spectre de tension conduite mesuré (en haut) et le spectre de courant conduit simulé (en bas)

### 3.5 Etude CEM rayonnée

Le variateur de vitesse est une source de rayonnement complexe. Cette structure d'électronique de puissance comprend des composants bobinés, des câbles, un à deux modules de puissance, une commande alimentée par une alimentation à découpage, un routage multi-couches. Tous ces éléments sont des sources de rayonnement, des antennes et/ou des supports propices aux couplages et au développement des courants parasites.

On s'est intéressé également au champ magnétique  $\mathbf{H}$  proche : situé juste au dessus du variateur. Des mesures de la composante verticale du champ magnétique à 32 kHz ont été effectuées par Ouafae Aouine et Cécile Labarre à l'ENSM de Douai [22, 70, 71]. Le banc de mesure utilisé est présenté dans la figure V.20.

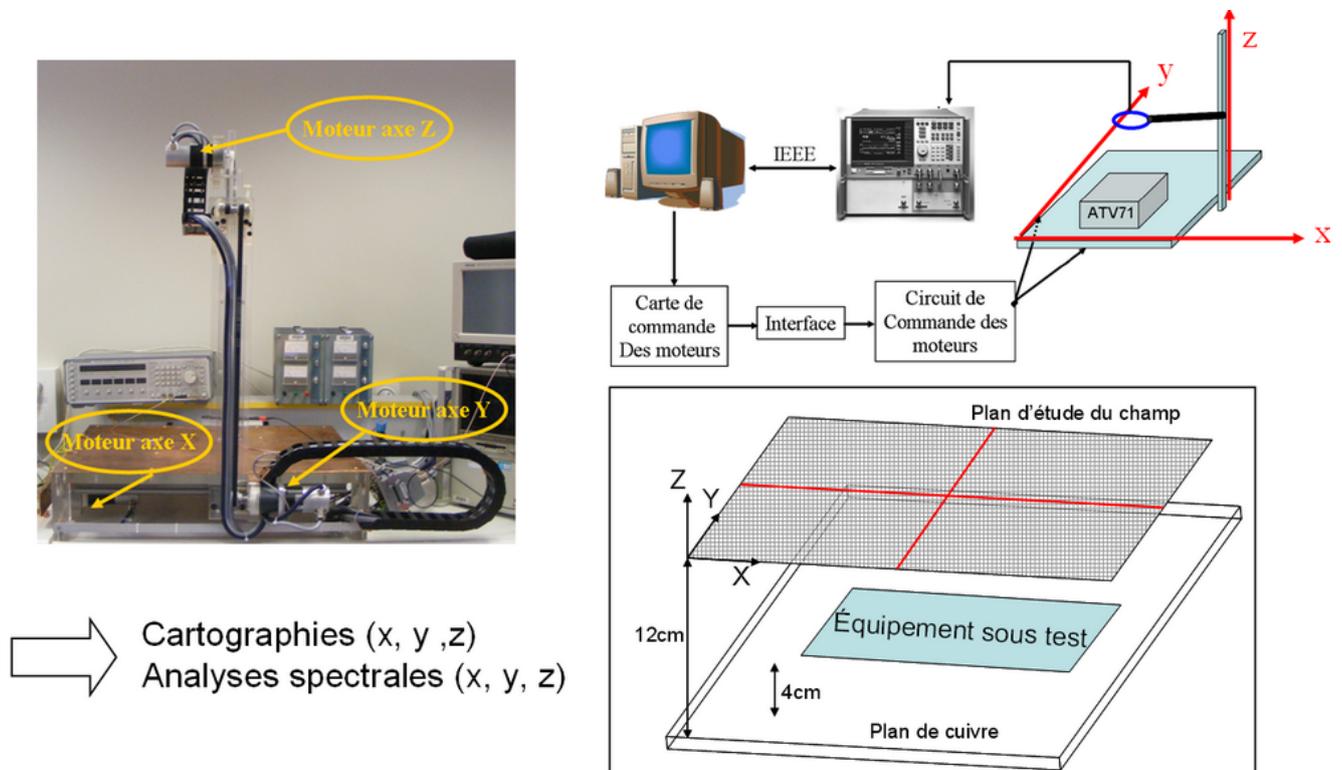
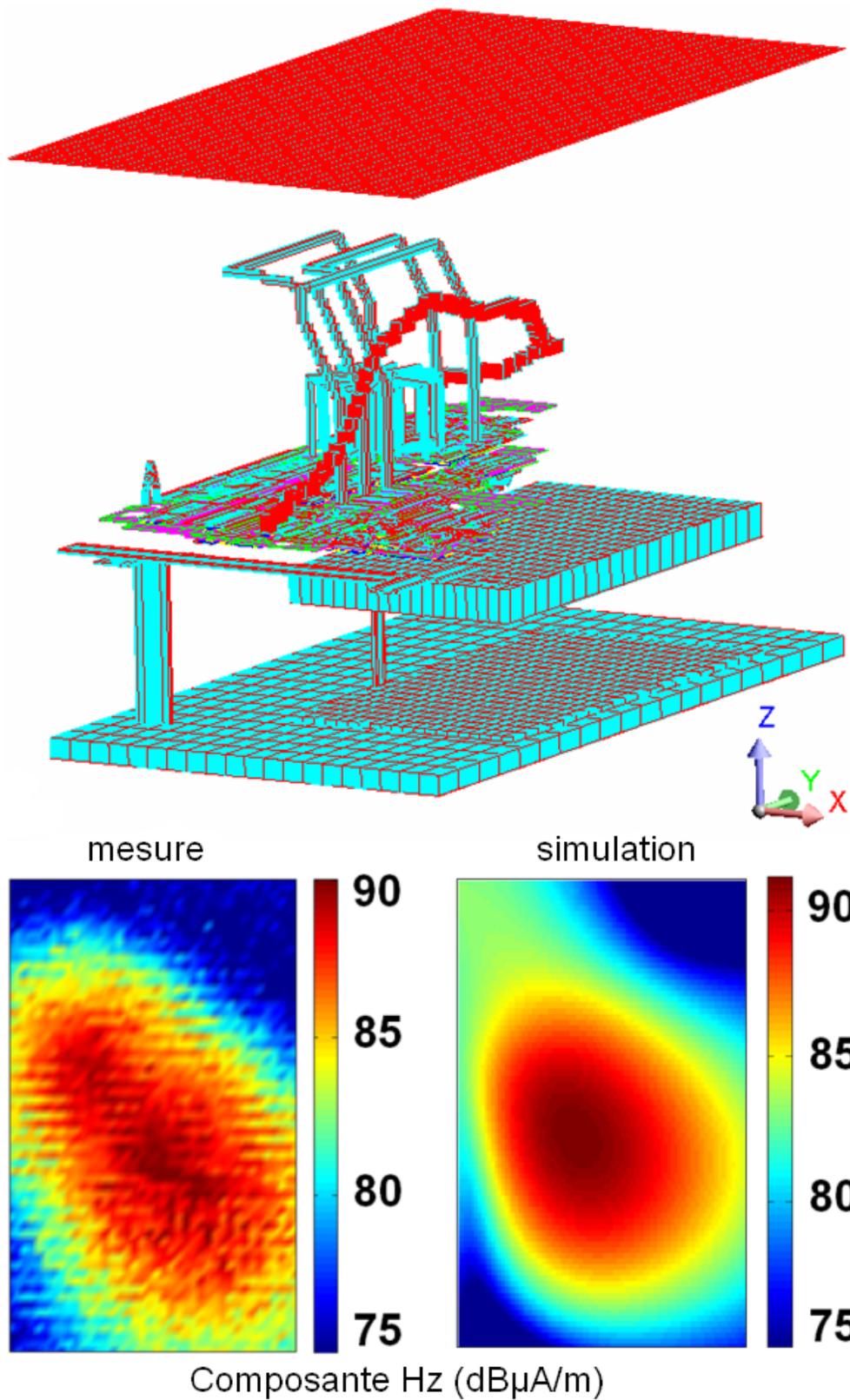


Figure V.20 – Banc de mesure du champ magnétique proche  $\mathbf{H}$  en 3D de l'ENSM

Ce banc permet de faire des mesures en champ proche en 3D. On a pu comparer ces mesures à une simulation avec InCa3D en injectant les sources de courants et de tensions, obtenues par FFT des signaux temporels. On résout à une fréquence donnée les courants dans tous les conducteurs puis en post-processing, on calcule le champ magnétique  $\mathbf{H}$  avec la loi de Biot et Savart. La comparaison de la composante normale du champ magnétique  $H_z$  à 32 kHz mesurée et calculée sur un plan situé au dessus du variateur de vitesse est présentée dans la figure V.21.

On peut observer une bonne corrélation entre la mesure et la modélisation : les niveaux haut et bas sont de mêmes valeurs, et les variations du champ sont relativement similaires. Les résultats de cette comparaison sont encourageants vue la complexité de la structure étudiée.



**Figure V.21** – Visualisation de la grille située au-dessus du variateur de vitesse utilisée pour le calcul du champ magnétique  $H_z$  proche à 32 kHz (en haut) et comparaison de ce champ mesuré et simulé exprimé en  $\text{dB}\mu\text{A/m}$  (en bas)

## 4 Conclusion du chapitre

Ce dernier chapitre a permis de présenter deux applications de toute notre démarche de modélisation des interconnexions de puissance partant de la géométrie non maillée de la structure et aboutissant à des modélisations CEM conduites ou rayonnées. Les méthodes numériques adaptées à l'électronique de puissance utilisées ont prouvé leur généralité. On a validé cette plateforme de modélisation basée sur des couplages de méthodes à travers le schéma électrique équivalent et une approche système. L'introduction des capacités parasites a prouvé son intérêt par des études CEM comparatives entre la simulation et la mesure sur une structure d'électronique de puissance industrielle : le variateur de vitesse de STIE.

Une autre structure de convertisseur statique de complexité industrielle doit être simulée : il s'agit d'un hacheur multi-couches réalisé avec des parties de routage du variateur de vitesse. Nous avons extrait les éléments parasites RLM-C et les macro-blocs équivalents et des études CEM conduites et rayonnées seront effectuées par Schneider-Electric. Cette structure a été modélisée avec tous les outils décrits dans cette thèse (voir en annexe 7, p.176).

