

Plateforme de caractérisation pour composants grand-Gap et modèle EBEM-CE associé

Bertrand Revol, Richard Lopez-Bancalari, Slim Hrigua, François Costa
SATIE UMR 8029, ENS Cachan, CNRS, 61 avenue du président Wilson, 94230 Cachan

RESUME - Les composants à grand gap sont aujourd'hui présentés comme la nouvelle génération de composants de puissance dont les performances annoncées ou du moins espérées sont plus que prometteuses. Leur vitesse de commutation élevée associée à leur tenue en tension importante et une augmentation possible des fréquences de découpage représentent une combinaison redoutable sur le plan de la compatibilité électromagnétique imposant ainsi une vigilance toute particulière. A l'instar des travaux menés sur l'estimation des émissions conduites des structures utilisant des composants en Silicium, ces technologies (ex : GaN, SiC) demandent un effort supplémentaire quant à la modélisation des sources de perturbation autrement dit des phases de commutation. Cet article présente une plateforme de caractérisation dédiée aux composants en commutation ainsi qu'un modèle haute fréquence permettant au travers des émissions conduites générées la discrimination des effets des différentes technologies de semi-conducteurs.

Mots-clés— Banc de caractérisation, MOSFET et Diodes SiC, modélisation des émissions conduites.

1. INTRODUCTION

L'arrivée progressive des composants de puissance à large bande interdite (ie. grand gap) remet en question un certain nombre de paramètres et de contraintes de dimensionnement des structures électroniques de puissance. L'augmentation importante de la fréquence de découpage (100kHz à 1MHz) pour des niveaux de tension élevés et il faut l'espérer pour des niveaux de courant croissants aura naturellement l'impact espéré sur la valeur des composants passifs de filtrage ou de stockage. Le deuxième point prometteur correspond à la diminution des pertes en commutation facilitant ainsi la gestion thermique des composants [1]. Si cette contrainte thermique se veut moins problématique, la compatibilité électromagnétique représente quant à elle, celle qui non seulement ne pourra absolument pas être relâchée mais qui devra sans aucun doute durcir du fait des vitesses de commutation élevées. Autrement dit, si nous voulons exploiter pleinement les propriétés de ces composants à grand gap, il sera impératif de maîtriser les émissions électromagnétiques qu'ils vont générer. Cette maîtrise demande de connaître le comportement de ces éléments quelle que soit leur utilisation (topologie de la structure, point de fonctionnement...). L'élaboration de modèles permettant par simulation de prédéterminer les niveaux de perturbation est indispensable. Toute la difficulté, connue des électroniciens de

puissance, est de créer des modèles de composants de puissance d'une part viable pour la simulation temporelle (compatible avec les solveurs de circuits) et d'autre part facile à renseigner soit directement à partir des données du fabricant soit par extraction via des mesures spécifiques. De surcroît, il faut que ces modèles soient robustes en retranscrivant le comportement réel du composant en commutation quel que soit le point de fonctionnement. Pour assurer cette dernière condition, il faut que les paramètres du modèle s'adaptent ou du moins qu'ils soient prévus pour couvrir une plage de fonctionnement pertinente. Des travaux récents ont permis de développer de tels modèles [2] [3] et de montrer leur efficacité en termes de réalisme et de rapidité. Ils nécessitent d'une part des données standards directement proposées par les fiches des constructeurs et d'autre part des éléments accessibles par la mesure au travers d'essais simples des composants en commutation. Pour ce dernier point, il est nécessaire que les éléments sous test fonctionnent sur une plage (tension, courant) cohérente vis-à-vis de leurs calibres (ex : MOSFET CREE CMF20120D – 1200V, 42A). Assurer une telle puissance commutable uniquement pour caractériser ces composants nécessite une structure particulière capable d'imposer les niveaux nominaux des couples « tension-courant » des interrupteurs sans imposer d'appeler et de dissiper une puissance importante. La première partie de cet article présente le banc de caractérisation développé pour tester ces composants de puissance en commutation. Seules quelques caractéristiques particulières de cette plateforme de test sont présentées dans ce résumé. La deuxième partie présente comment l'impact direct des technologies (Si, SiC, GaN) peut être étudiée à travers un modèle haute fréquence dédié à l'étude des émissions conduites des cartes électroniques EBEM-CE (Electronic Board Emission Model – Conducted Emission).

2. DEVELOPPEMENT D'UN BANC INSTRUMENTE DE CARACTERISATION

2.1. Spécifications de la plateforme de caractérisation

Les composants « grand-gap » étant encore émergents, il est nécessaire d'en faire une caractérisation détaillée afin d'optimiser leur usage. Pour cela différents aspects sont à considérer :

- 1) Les mécanismes de commutations et les formes d'onde dans une cellule de commutation classique non isolée.
- 2) Le comportement du point de vue de la CEM, les courants de mode commun, et les interactions avec les

circuits environnants notamment de commande rapprochée.

- 3) Le comportement thermique, et la caractérisation des pertes, ainsi que la robustesse et la fiabilité des puces.

La plateforme expérimentale développée permet d'évaluer ces différents points. Il faut toutefois noter que le troisième proposé n'a pas encore fait l'objet d'une étude complète. La structure proposée (Figure 1) intègre deux cellules de commutation qui travaillent en opposition de sorte que l'alimentation du banc ne fournisse que les pertes. La charge purement inductive permet de générer n'importe quel type de forme d'onde de courant sans dissiper la puissance transistée. Plusieurs stratégies de contrôle peuvent être intégrées. Les deux bras de puissance peuvent fonctionner de façon synchrone purement en opposition en utilisant la même technologie d'interrupteur ou peuvent travailler de façon indépendante avec des fréquences et des lois commande différentes si l'on souhaite tester des technologies différentes. Les spécifications désirées sont données dans le tableau 1.

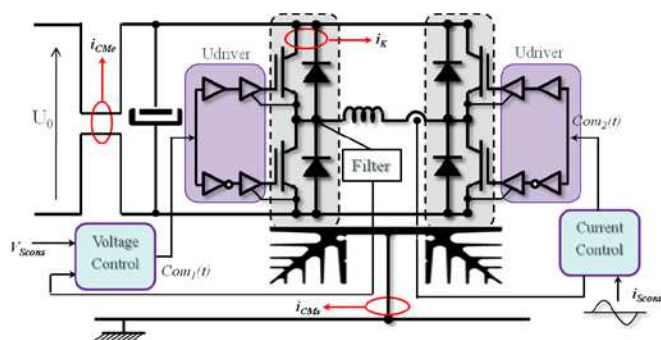


Figure 1 : schéma de la structure en opposition

Tableau 1. Mettre ici le titre du tableau

	Valeurs min	Valeurs max
Tension d'entrée U_0 (V)	50	1200
Courant de test (A)	0	60
Fréquence de découpage (kHz)	50	1000
Point de mesures	<ul style="list-style-type: none"> - Tension et courant de mode commun en entrée - courant de mode commun collecté au niveau du dissipateur - courants dans les interrupteurs de chaque cellule de commutation 	

Un RSIL peut être implanté en vue de la caractérisation des perturbations électromagnétiques conduites. Le montage global se veut modulaire pour permettre son évolution notamment aux différents types de boîtier des composants sous test. La carte de puissance spécifique à une cellule de commutation (Figure 2) permet pour l'instant de s'adapter à des configurations et boîtiers des semi-conducteurs simples tels que des TO247 ou TO220. Elle intègre directement les mesures de courant au niveau des interrupteurs et des diodes. Ces mesures toujours délicates à réaliser sont faites à l'aide de shunts coaxiaux. Le choix de ce type de capteur est avant tout lié à leur très faibles inductances

d'insertion et leur bande passante (ex : SDN 414-05, 50mΩ, 2GHz).

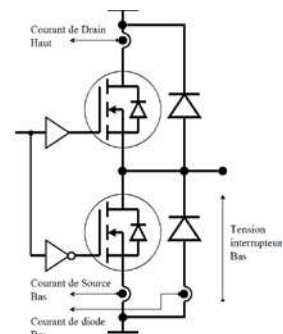


Figure 2 : Schéma du bras d'onduleur



Figure 3 : Carte du bras d'onduleur réalisée

Pour les premiers tests effectués, les transistors retenus sont les MOSFET SiC CMF20120D (1200V, 42A) développés par CREE. Les diodes SiC associées sont les C2D20120 (1200V, 2x20A) produites par le même fabricant.

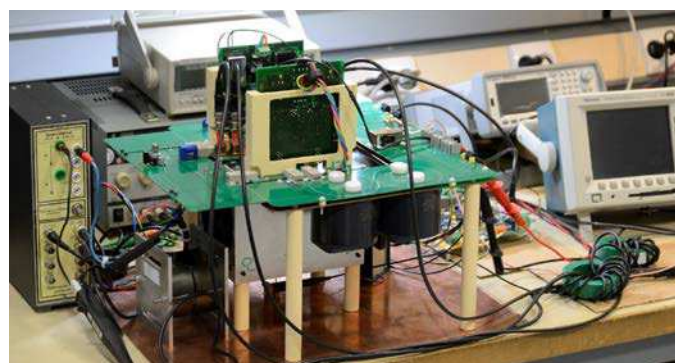


Figure 4 : Maquette réalisée

2.2. Réalisation d'un driver universel

La versatilité de ce banc de mesure et de caractérisation suivants les technologies des interrupteurs impose que le circuit de pilotage de ces derniers puisse également s'adapter. Cette contrainte conduit au développement d'un « driver universel » capable par pré-programmation de s'adapter aux tensions de commande très spécifiques des transistors MOSFET JFET et IGBT en GaN SiC ou Si. Le travail dans un premier temps s'est focalisé sur le développement d'une carte de commande générique pour composants SiC. La raison est simple ; les

composants SiC disponibles actuellement peuvent être pilotés sous des tensions de commande très variables (0/30V pour les JFET normally-off ; +25/-5V pour les MOSFET SiC). Les étages de commande rapprochée des composants silicium ne sont naturellement plus adaptés à ces nouvelles technologies. Le driver réalisé intègre ces différentes contraintes et assure des signaux de commande dont les temps de montée et de descente sont inférieurs à 10ns pour des variations de 27V (Figure 4). Ces performances sont obtenues grâce à un driver IXDD609YI spécialement développé pour les applications à très haute fréquence.

La stratégie de commande de la structure implantée dans un microcontrôleur (TI F28035) est transmise par fibre optique. Ce découplage permet de limiter voire d'annuler les émissions conduites susceptibles de se reboucler vers les cartes sensibles. La circulation des courants de perturbation générée par les commutations de chaque bras doit se limiter à la partie puissance de la structure et être entièrement collectée par le réseau fictif RSIL. Cette contrainte impose que toutes les mesures nécessaires aux boucles d'asservissement se fassent avec un très fort taux de réjection en mode commun sur la une large plage de fréquence (100 kHz – 100 MHz). Il faut ainsi s'assurer d'une que l'alimentation des capteurs (de courant ou de tension suivant les boucles) ne deviennent pas un chemin privilégié de perturbations conduites et d'autre part que le media de transmission de ces mesures à la carte de contrôle (DSP) ne le soit pas également. Les solutions mises en œuvre sont alors extrêmes et ne peuvent raisonnablement se prêter qu'à un équipement de laboratoire. L'alimentation des cartes « driver » et des circuits de mesure est faite par batteries « monitorées » isolées du réseau électrique par lequel est alimentée la partie puissance du banc. La transmission du signal de mesure est actuellement imparfaite puisqu'elle s'effectue par câble coaxial. Cette solution provisoire ne permet pas d'éviter des couplages entre les cartes de puissance sur lesquelles s'effectuent les mesures et la carte microcontrôleur. Cette liaison sensible sera réalisée également par fibre optique.

2.3. Fonctionnement sous 300V, 200kHz, 20A

Pour les premiers tests réalisés dans le cadre de cette étude nous avons choisi un point de fonctionnement modeste dont les valeurs sont détaillées dans le tableau 2. La puissance qui transite entre les deux bras d'onduleur est fixée à 3 kW.

Tableau 2. Point de fonctionnement

Fréquence de découpage	$F_{dec} = 200kHz$
Tension continue du Bus	$U_0 = 300 V$
Consigne de la tension de sortie	$V_{scons} = 150 V$
Courant de consigne	$I_{scons} = 20 A$
Inductance	$L = 185 \mu H @ 200kHz$
Puissance fournie par l'alimentation	$P_0 = 92 W$

La régulation permet dans cet exemple de commuter un courant dont allure évolue entre 16A et 24A (Figure 5). Les signaux de commande fournis par les sorties PWM du microcontrôleur sont transmis par fibre optique aux commandes rapprochées (figure 6).

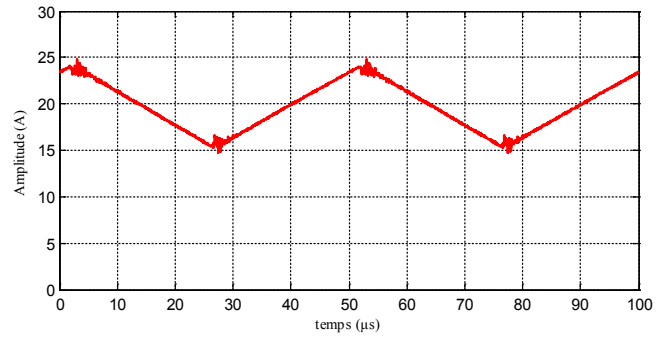


Figure 5 : Courant dans l'inductance de sortie, vérification de la consigne de courant à 20 A



Figure 6 : Carte microcontrôleur TI de développement et transmission par fibre optique

3. INSTRUMENTATION IMPLANTEE

Les mesures de mode commun en entrée de la structure sont directement implantées. En effet, une sonde de courant (Pearson 2877 : courant efficace 2,5A, plage de fréquences 300Hz-200MHz) permet la mesure directe du courant de mode commun au niveau du bus continu. La tension de mode commun est quant à elle faite par un diviseur de tension réalisé par des résistances à très faible inductance série (Type MS power film resistors) (figure 7). Ces mesures permettront, une fois le modèle haute fréquence de la maquette établi, d'obtenir les spectres en mode commun du courant et de la tension générés par les interrupteurs en commutation. L'analyse de ces informations permettra de quantifier le niveau d'émission conduite engendré par les composants sous test.

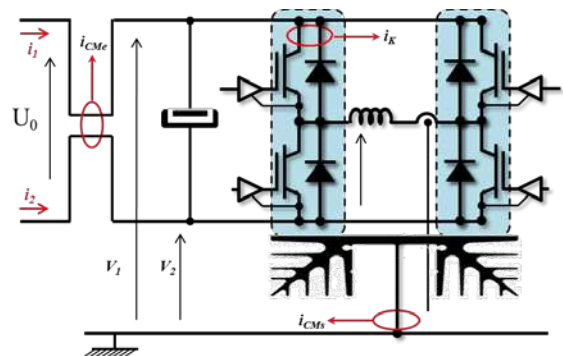


Figure 7 : Insertion des mesures de mode commun

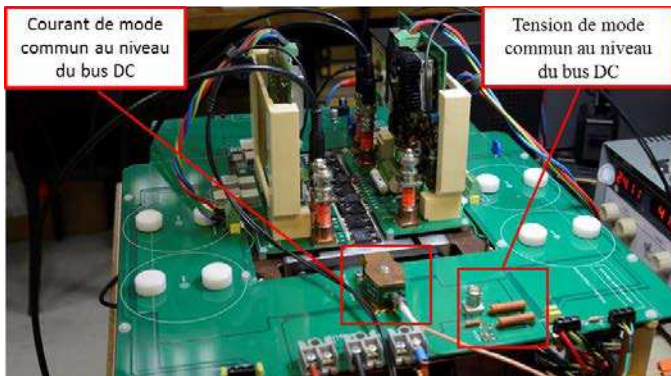


Figure 8 : Implantation des mesures en mode commun du courant et de la tension au niveau du bus continu

Afin de vérifier le chemin de circulation des courants de mode commun et de s'assurer que la totalité des courants générés par la commutation des transistors de puissance se reboucle par les voies d'alimentation via le RSIL, une seconde sonde est placée entre le radiateur et un plan conducteur référencé à la terre (figure 9).



Figure 9 : Mesure du courant de mode commun au niveau du radiateur

4. MODELISATION EBEM-CE DE LA STRUCTURE DE TEST

4.1. Standardisation des modèles

L'un des objectifs, indépendamment du fait de renseigner des modèles de composant de puissance pertinents pour l'estimation des émissions conduites en simulation, est de comparer à toutes choses égales (environnement électromagnétique, connectique, puissance, lois de commande...) la signature spectrale propre aux technologies étudiées. En intégrant, par exemple, les mesures caractéristiques en mode commun directement dans la structure, la reproductibilité de ces dernières est assurée quels que soit les interrupteurs testés dont les emplacements sont également figés. Ainsi, à partir d'un modèle permettant de retranscrire le comportement haute fréquence d'une carte électronique à l'aide d'un réseau d'impédance (PDN : Passive Distribution Network) et de sources localisées, nous pouvons comparer les émissions conduites produites [4]. Ce type de modèle communément appelé EBEM-CE (Electronic Board Emission Model – Conducted Emission) nécessite un protocole d'identification particulier et pour lequel des mesures d'impédance sont nécessaires.

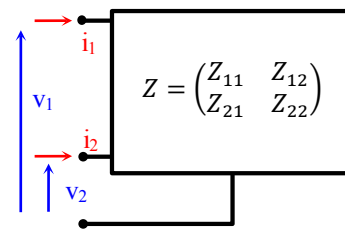
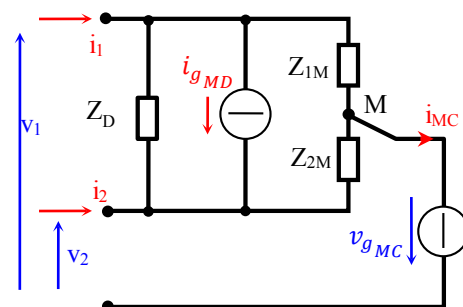


Figure 7 : Définition des tensions et courants à l'entrée de la maquette

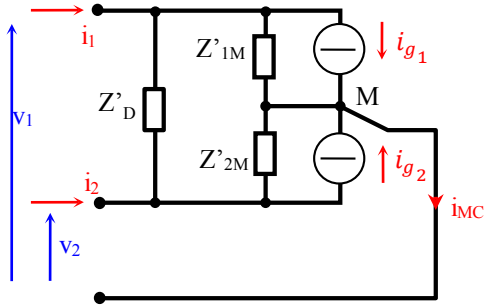
4.2. Détermination du PDN

La structure du réseau d'éléments passifs (PDN) dépend d'une part de la topologie du convertisseur étudié et d'autre part des différentes liaisons à la terre ou aux carcasses métalliques. En effet, une structure embarquée dans un réseau automobile ou aéronautique ne possèdera pas les mêmes liaisons électriques qu'un convertisseur alimenté par un le réseau de distribution électrique domestique par exemple. Les chemins parasites en mode commun (MC) ou mode différentiel (MD) ne peuvent alors se représenter distinctement et s'interpréter d'une façon classique. Si l'on s'arrête à la partie fonctionnelle de la structure de notre banc de caractérisation, nous pouvons faire l'hypothèse qu'elle possède une certaine symétrie pour des grandeurs harmoniques (v_1 , v_2 , i_1 , i_2) et peut se résumer au schéma constitué d'impédances équivalentes de la figure 10a. Ce schéma dont la topologie est démontrée dans [5] possède l'avantage d'être simple de par les 3 éléments à identifier (Z_D , Z_{1M} , Z_{2M}). Il permet de mettre en évidence des couplages de mode différentiel (Z_D) et de mode commun (Z_{1M} , Z_{2M}). Le couplage de mode MC-MD peut également être pris en compte et se traduire par une dissymétrie des impédances de couplages Z_{1M} et Z_{2M} . Pour ce modèle, les émissions conduites sont alors produites par deux générateurs $v_{g_{MC}}$ et $i_{g_{MD}}$ dont les rôles sont respectivement de représenter toutes les variations de potentiel par rapport à la terre et toutes les variations de courant de puissance générées dans les deux cas par le découpage.

Un modèle EBEM-CE n'est pas unique du moment qu'il rend compte des émissions conduites produites par une carte électronique sur son réseau d'alimentation. Les travaux présentés dans [6] proposent un schéma dans lequel les courants et tensions recherchées (i_i , v_i) sont générés par deux générateurs de courant i_{g_1} et i_{g_2} (figure 10b). Le passage d'un schéma à un autre peut rapidement être démontré puisqu'il repose sur les transformations usuelles de Thévenin-Norton cependant cela n'apporte pas réellement d'intérêt.



10a) modèle EBEM-CE à générateurs mixtes



10b) Modèle EBEM-CE à générateurs de courant

Figure 10 : Modèle équivalent EBEM-CE

L'extraction de ces différentes impédances n'est pas directe et pose de réelles questions suivant le degré de réalisme physique que l'on souhaite donner aux différents éléments de ces modèles :

- s'il s'agit de n'avoir que le comportement équivalent à l'entrée de la structure, l'approche peut être purement de type « boîte noire ». Pris séparément, les éléments du schéma équivalent n'ont pas nécessairement de sens physique. Seule leur association permet de reproduire les courants et tensions à l'entrée ;
- une vision exhaustive de l'équipement nécessite une étude physique détaillée des différents couplages globalisés (peut-être de façon trop simpliste) par les éléments du schéma. Un modèle de connaissance pour chaque phase de fonctionnement peut permettre d'établir alors des relations définissant les éléments du schéma en fonction des éléments et phénomènes électromagnétiques réels identifiables sur la structure.

A ce stade, nous nous proposons de mettre en œuvre une identification du modèle par une approche de type boîte noire. Nous rappelons que l'un des objectifs de ce dispositif est de quantifier le pouvoir perturbateur d'une technologie de semi-conducteur vis-à-vis d'une autre. Deux protocoles d'extraction sont possibles.

La première technique demande un jeu de mesures de courant et/ou de tension durant le fonctionnement de l'équipement. Les transformées fréquentielles de ces mesures sont exploitées pour résoudre, fréquence par fréquence, un système d'équation permettant de calculer les éléments du modèle. Cette résolution nécessite des algorithmes spécifiques pour des systèmes non-linéaires puisque une partie des équations se composent de produits et de divisions des impédances de ces éléments. Préférentiellement, il faudrait un jeu pertinent de 5 mesures pour extraire les 5 éléments du modèle, toutefois ces algorithmes acceptent une sous-définition du système. En plaçant des impédances connues en série ou en parallèle sur le réseau d'alimentation, le jeu de mesure améliore le calcul de ces éléments.

La seconde méthode que nous avons retenue pour élaborer le modèle de ce système s'effectue en deux temps. Lors d'une première phase, une série de mesure d'impédance ou d'admittance est faite hors fonctionnement. Ces mesures réalisées au pont d'impédance 4194A en mode gain phase

permettent une prédétermination simplifiée des éléments Z_D , Z_{1M} et Z_{2M} . Toutefois, des mesures directes d'impédance sont difficilement exploitables à moins de prendre des hypothèses simplificatrices quant à la symétrie des impédances ($Z_{12} = Z_{21}$). Si l'on identifie la matrice Z_{mes} (1) du quadripôle équivalent de la maquette (i.e. les impédances vues à l'entrée de la maquette) avec celle du modèle Z_{mod} (2), on constate que l'extraction de Z_D , Z_{1M} et Z_{2M} n'est pas directe.

$$\begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = Z_{mes} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$Z_{11} = \left. \frac{v_1}{i_1} \right|_{i_2=0}, Z_{12} = \left. \frac{v_1}{i_2} \right|_{i_1=0}$$

$$Z_{21} = \left. \frac{v_2}{i_1} \right|_{i_2=0}, Z_{22} = \left. \frac{v_2}{i_2} \right|_{i_1=0}$$

$$Z_{mod} = \begin{pmatrix} \frac{Z_{1M} \cdot (Z_D + Z_{2M})}{Z_{1M} + Z_{2M} + Z_D} & \frac{Z_{1M} \cdot Z_{2M}}{Z_{1M} + Z_{2M} + Z_D} \\ \frac{Z_{1M} \cdot Z_{2M}}{Z_{1M} + Z_{2M} + Z_D} & \frac{Z_{2M} \cdot (Z_D + Z_{1M})}{Z_{1M} + Z_{2M} + Z_D} \end{pmatrix} \quad (2)$$

En revanche, l'expression de la matrice admittance Y_{mod} du modèle se révèle plus intéressante et simple à exploiter (3). Les termes de la matrice forment des combinaisons linéaires directes des admittances de chaque élément. La mesure des admittances (4) est réalisée en exploitant le module Gain-Phase du pont d'impédance 4194A par l'intermédiaire d'une sonde de tension LeCroy PP005 (500MHz, 10:1, 10M Ω) et d'une sonde de courant Tektronix CT-2 (1.2 kHz to 200 MHz ; 1mV/mA).

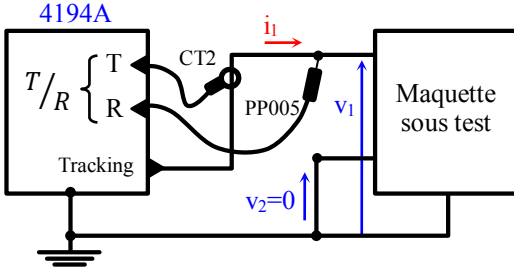
$$Y_{mod} = \begin{pmatrix} \frac{1}{Z_{1M}} + \frac{1}{Z_D} & -\frac{1}{Z_D} \\ -\frac{1}{Z_D} & \frac{1}{Z_{2M}} + \frac{1}{Z_D} \end{pmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ v_2 \end{pmatrix} = Y_{mes} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} \quad (4)$$

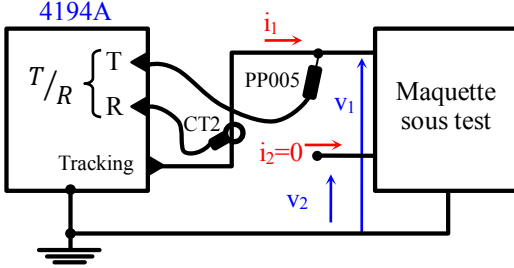
$$Y_{mes11} = \left. \frac{i_1}{v_1} \right|_{v_2=0}, Y_{mes12} = \left. \frac{i_1}{v_2} \right|_{v_1=0}$$

$$Y_{mes21} = \left. \frac{i_2}{v_1} \right|_{v_2=0}, Y_{mes22} = \left. \frac{i_2}{v_2} \right|_{v_1=0}$$

Les figures 11a et 11b donnent respectivement les configurations de mesure de l'admittance Y_{mes11} et de l'impédance Z_{mes11} . La fonction de transfert (T/R) permet d'obtenir les admittances ou impédances recherchées après compensation des fonctions de transfert des deux sondes.



11a) Configuration de mesure de Y_{mes11}



11b) Configuration de mesure de Z_{mes11}

Figure 11 : Exemple de protocoles de mesure au pont d'impédance

L'inconvénient majeur de la mesure d'admittance est lié à la très forte différence qui peut exister entre Z_D et Z_{iM} ($i=1,2$). Il est possible à ce stade de comprendre que Z_D est à l'image de l'impédance créée par les condensateurs de découplage du bus continu, les impédances Z_{iM} , quant à elles, sont fortement liées aux couplages capacitifs entre les transistors et le radiateur. De ce fait, les impédances Z_{iM} seront très grandes devant Z_D qui définira globalement les admittances mesurées Y_{mes11} et Y_{mes22} . La figure 12 illustre ces derniers propos.

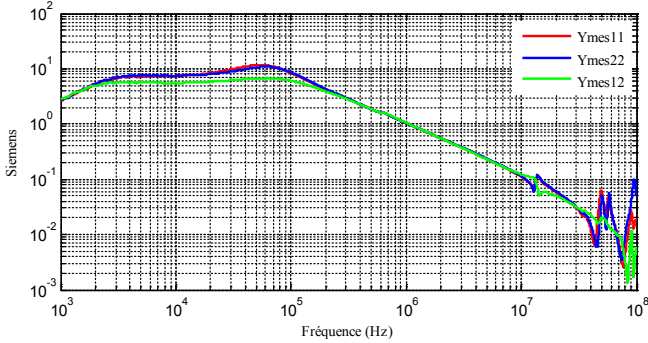


Figure 12 : Représentation des admittances principales mesurées

Pour contourner ces problèmes de «masking impedance» et obtenir des mesures exploitables, la solution consiste à changer de base en définissant les tensions et courants de mode commun et de mode différentiel grâce à la matrice de passage P (5). Les différentes impédances qui composent la nouvelle matrice obtenue Z_{Pmes} représentent les couplages en mode commun, mode différentiel et les transferts de mode à l'entrée de la maquette. Le même changement de base doit être effectué sur notre modèle à trois impédances afin d'obtenir la matrice Z_{Pmod} (7). Un premier résultat classique peut être mise en évidence sur les transferts de mode. En l'absence de dissymétrie ($Z_{11} = Z_{22}$ et

$Z_{12} = Z_{21}$) les couplages $Z_{Cmd \rightarrow mc}$ et $Z_{Cmc \rightarrow md}$ sont nuls. Certaines structures tels que les onduleurs présentent des symétries de façon naturelle au regard de leur topologie. Toutefois cette caractéristique ne peut évidemment pas être rigoureuse du fait des imperfections de conception (routage, placement des composants...) et les transferts de mode coexisteront. Pour tenter d'en tenir compte dans le modèle proposé, nous allons volontairement introduire un terme z_δ de dissymétrie entre les éléments Z_{1M} et Z_{2M} (8) et le répartir autour d'une valeur commune d'impédance Z_{MC} . La matrice Z_{Pmod} est alors simplifiée et met en évidence l'impédance équivalente de mode commun en l'absence de couplage de mode (i.e. $z_\delta = 0$)

$$\begin{pmatrix} V_{mc} \\ V_{diff} \end{pmatrix} = P \cdot \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix}, \quad \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \end{pmatrix} = P^t \cdot \begin{pmatrix} i_{mc} \\ i_{diff} \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$\text{avec } P = \begin{pmatrix} 1/2 & 1/2 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}$$

$$Z_{Pmes} = P \cdot Z_{mes} \cdot P^t \quad (6)$$

$$\text{avec } Z_{Pmes} = \begin{pmatrix} Z_{Cmc} & Z_{Cmd \rightarrow mc} \\ Z_{Cmc \rightarrow md} & Z_{Cmd} \end{pmatrix}$$

Définie par :

- l'impédance de couplage de MC,

$$Z_{Cmc} = \frac{Z_{11} + Z_{12} + Z_{21} + Z_{22}}{4}$$

- l'impédance de transfert de mode (MC→MD),

$$Z_{Cmc \rightarrow md} = \frac{Z_{11} + Z_{12} - Z_{21} - Z_{22}}{2}$$

- l'impédance de transfert de mode (MD→MC),

$$Z_{Cmd \rightarrow mc} = \frac{Z_{11} - Z_{12} + Z_{21} - Z_{22}}{2}$$

- l'impédance de couplage de MD,

$$Z_{Cmd} = Z_{11} - Z_{12} - Z_{21} + Z_{22}$$

$$Z_{Pmod} = P \cdot Z_{mod} \cdot P^t \quad (7)$$

avec : $Z_{Pmod} =$

$$\begin{pmatrix} \frac{(Z_{1M} + Z_{2M}) \cdot Z_D + 4 \cdot (Z_{1M} \cdot Z_{2M})}{4 \cdot (Z_{1M} + Z_{2M} + Z_D)} & \frac{(Z_{1M} - Z_{2M}) \cdot Z_D}{2 \cdot (Z_{1M} + Z_{2M} + Z_D)} \\ \frac{(Z_{1M} - Z_{2M}) \cdot Z_D}{2 \cdot (Z_{1M} + Z_{2M} + Z_D)} & \frac{(Z_{1M} + Z_{2M}) \cdot Z_D}{(Z_{1M} + Z_{2M} + Z_D)} \end{pmatrix}$$

$$Z_{1M} = Z_{MC} - \frac{z_\delta}{2} \quad (8)$$

$$Z_{2M} = Z_{MC} + \frac{z_\delta}{2}$$

$$Z_{Pmod} = \begin{pmatrix} \frac{Z_{MC}}{2} - \frac{z_{\delta}}{4 \cdot (Z_{MC} + Z_D)} & \frac{z_{\delta} \cdot Z_D}{2 \cdot (Z_{MC} + Z_D)} \\ \frac{z_{\delta} \cdot Z_D}{2 \cdot (Z_{MC} + Z_D)} & \frac{2 \cdot z_{MC} \cdot Z_D}{(Z_{MC} + Z_D)} \end{pmatrix}$$

Pour conclure, l'extraction du PDN est faite en conjuguant les méthodes de mesure. Ainsi la mesure d'admittance Y_{mes12} permet une identification quasi-directe de Z_D (figure 13) alors que l'estimation des impédances Z_{1M} et Z_{2M} passe par le changement de base proposé. La figure 14 présente une comparaison entre les impédances Z_{1M} et Z_{2M} issues du calcul des admittances (9) et l'impédance de mode commun calculée après le changement de base.

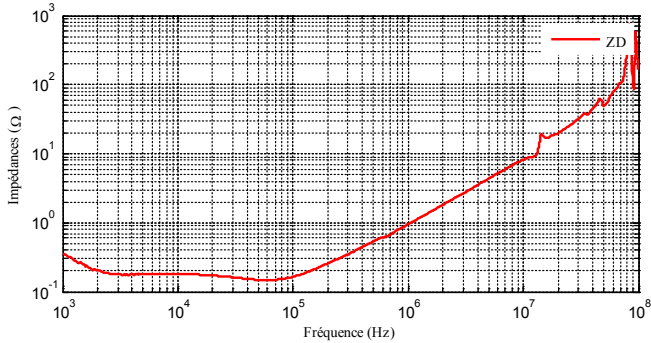


Figure 13 : Représentation de l'impédance Z_D

$$\begin{aligned} Z_{1M} &= (Y_{mes11} + Y_{mes12})^{-1} \\ Z_{2M} &= (Y_{mes21} + Y_{mes22})^{-1} \end{aligned} \quad (9)$$

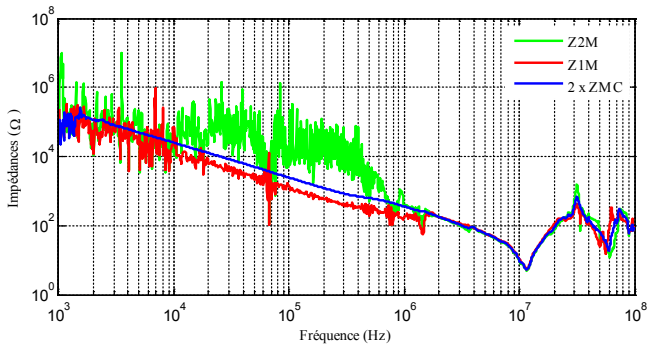


Figure 14 : Comparaison des impédances Z_{1M} , Z_{2M} et Z_{MC}

La figure 15 représente l'écart entre l'impédance de couplage de mode et l'impédance de mode commun Z_{MC} . Il est clair que l'approximation suivant laquelle les transferts de mode sont négligeables ne peut pas être vérifiée sur toute la plage de fréquence. Cette analyse offre de ce fait une voie d'amélioration pour la maquette réalisée en recherchant des symétries mieux réfléchies.

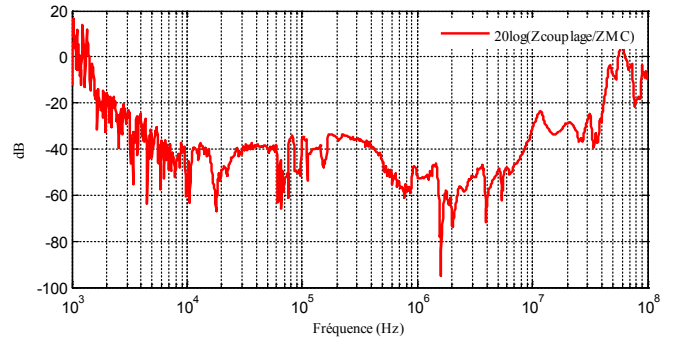


Figure 15 : Mise en évidence des transferts de mode

Pour une première étape de modélisation, nous admettons que la structure est suffisamment symétrique (de 10kHz à 50MHz) pour retenir le schéma équivalent simplifié de la figure 16 et pour lequel toutes les impédances sont désormais connues.

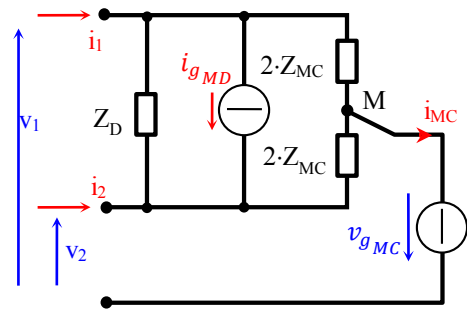


Figure 16 : Schéma équivalent simplifié

4.3. Détermination des générateurs internes

Par la connaissance du PDN, les sources i_{gMD} et v_{gMC} peuvent facilement se calculer à partir des courants mesurés à l'entrée. Toutefois, le réseau amont doit également être connu, c'est pourquoi l'utilisation d'un RSIL s'avère judicieux. Nous pouvons de ce fait exploiter la constance de l'impédance Z_{RSIL} sur une large plage de fréquence au-delà de 100kHz. La figure 17 schématise l'association de la structure avec le RSIL. Les expressions permettant de remonter aux différents générateurs sont établies par principe de superposition des effets.

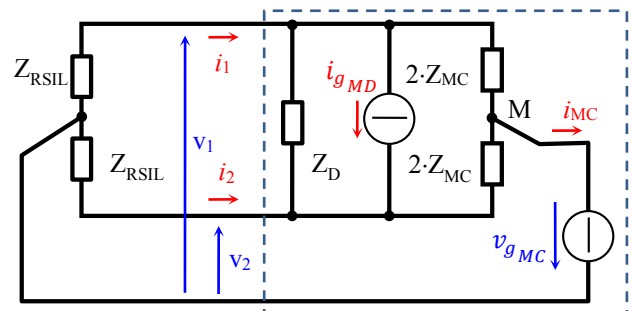


Figure 17 : Association du RSIL et du modèle équivalent

Ainsi à l'absence de générateur de tension (figure 18), i_{gMD} s'exprime en fonction des courants i'_1 ou i'_2 (tous deux opposés) par la relation (10).

$$i_{gMD} = \left(1 + \frac{4 \cdot Z_{RSIL} \cdot Z_{MC}}{(Z_{RSIL} + 2 \cdot Z_{MC}) \cdot Z_D}\right) \cdot i'_1 \quad (10)$$

De la même façon, en l'absence de générateur de courant (figure 19), v_{gMC} s'exprime très simplement en fonction des courants i''_1 ou i''_2 au travers de la relation (11).

$$v_{gMC} = \left(\frac{Z_{RSIL}}{2} + Z_{MC}\right) \cdot (i''_1 + i''_2) \quad (11)$$

Les courants réels i_1 et i_2 durant le fonctionnement de la maquette se composent des couples de courants $\{i'_1, i'_2\}$ et $\{i''_1, i''_2\}$ (12). Ces différents courants peuvent alors s'exprimer en fonction de la somme et de la différence des courants mesurés (13). Il en est de même pour les générateurs recherchés (14).

$$\begin{cases} i_2 = i'_2 + i''_2 \\ i_1 = i'_1 + i''_1 \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} i'_1 = \frac{i_1 - i_2}{2} \\ i''_1 + i''_2 = i_1 + i_2 \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} i_{gMD} = \left(1 + \frac{4 \cdot Z_{RSIL} \cdot Z_{MC}}{(Z_{RSIL} + 2 \cdot Z_{MC}) \cdot Z_D}\right) \cdot (i_1 - i_2) \\ v_{gMC} = \left(\frac{Z_{RSIL}}{2} + Z_{MC}\right) \cdot (i_1 + i_2) \end{cases} \quad (14)$$

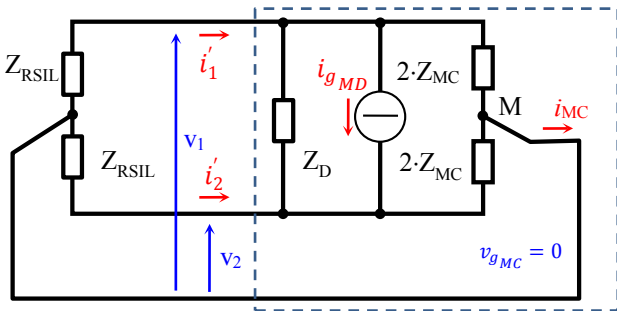


Figure 18 : Calcul du générateur de courant en l'absence du générateur de tension

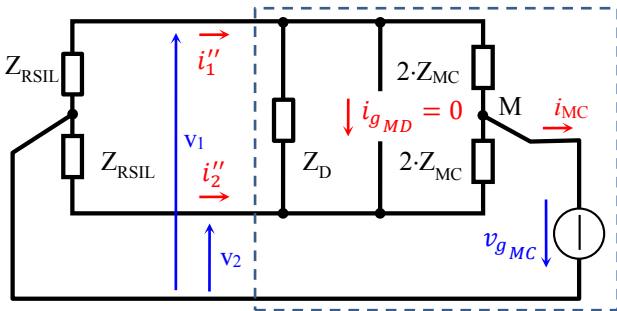
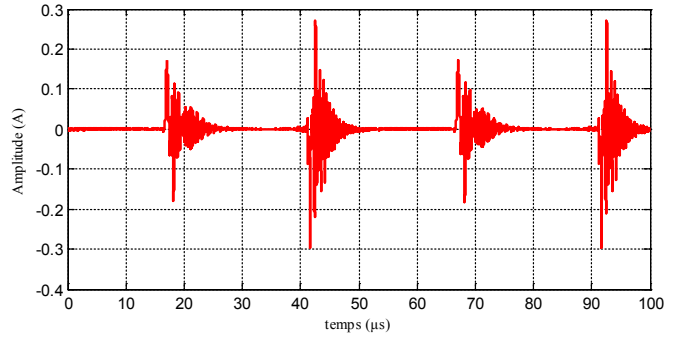


Figure 19 : Calcul du générateur de tension en l'absence du générateur de courant

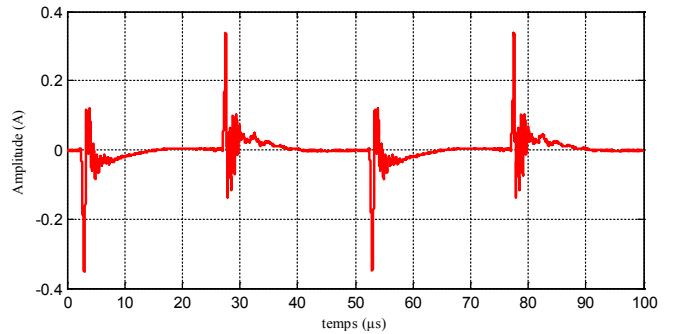
Pour le point de fonctionnement préalablement présenté, on relève à l'aide de 2 sondes de courant Tektronix CT-2 les courants de mode commun et de mode différentiel à l'entrée ($i_1 + i_2$ et $i_1 - i_2$) (figure 20). Les figures 21a et 21b présentent ces courants mesurés. Bien que ces courants soient très similaires, ils sont la conséquence de contributions différentes. Leur représentation spectrale respective montre de façon plus marquée leurs différences et les fréquences caractéristiques qui les définissent (figure 22).



Figure 20 : Mesures des courants de mode commun et de mode différentiel

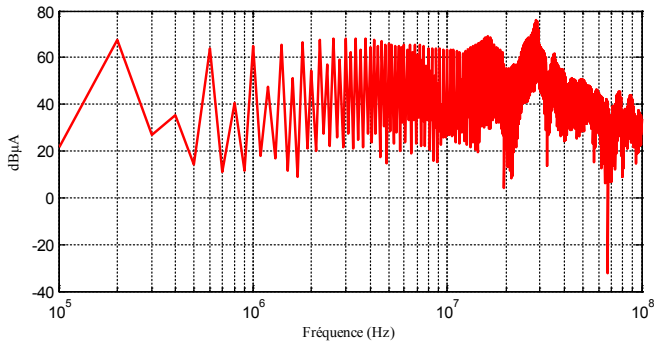


21a) Relevé du courant de mode commun à l'entrée

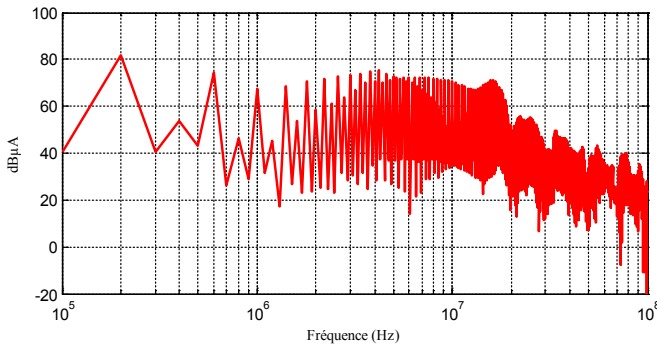


21b) Relevé du courant de mode différentiel à l'entrée

Figure 21 : Mesure des courants de mode commun et de mode différentiel



22a) Spectre du courant de mode commun



22b) Spectre du courant de mode différentiel

Figure 22 : Courants mesurés à l'entrée de la maquette

Les générateurs de courant et de tension dont les spectres sont représentés sur les figures 23 et 24 sont alors calculés à partir des relations précédemment présentées (14). Les résultats obtenus tant sur les impédances que sur les générateurs permettent reproduire les émissions conduites vues à l'entrée de la maquette. Bien qu'il ne faille pas perdre de vue que ces différents éléments ne sont qu'une vision comportementale mathématique de ce banc de test, la transformée inverse des deux spectres montre un comportement temporel très réaliste de ces générateurs (figure 25 et 26). A titre comparatif, la figure 27 présente la tension de mode commun issue de la moyenne des tensions mesurées entre chaque point milieu des bras d'onduleur et du radiateur. Les fortes similitudes entre ces deux courbes (figure 25 et figure 27) permettent de valider le modèle proposé.

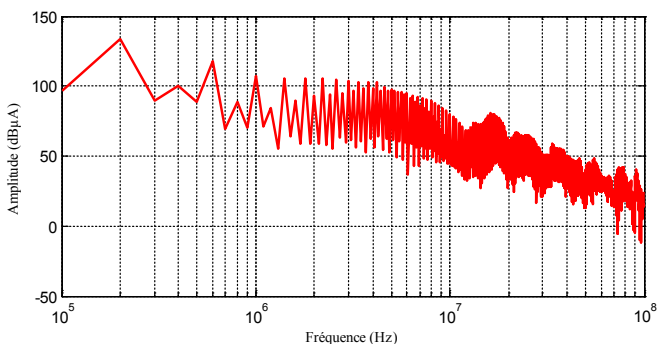


Figure 23 : Spectre du générateur de courant i_{gMD}

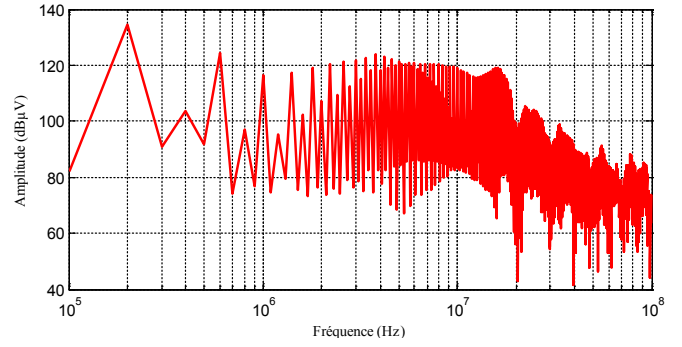


Figure 24 : Spectre du générateur de tension v_{gMC}

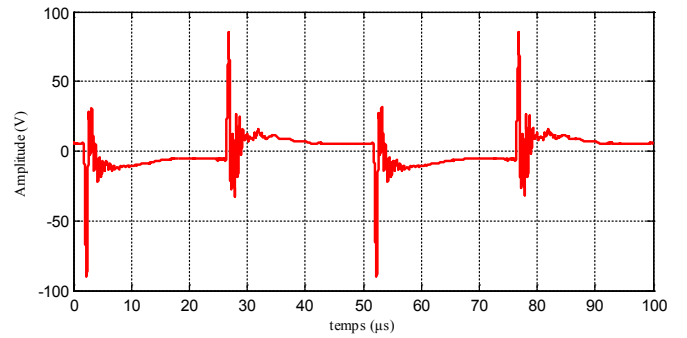


Figure 25 : Représentation temporelle du générateur de tension v_{gMC}

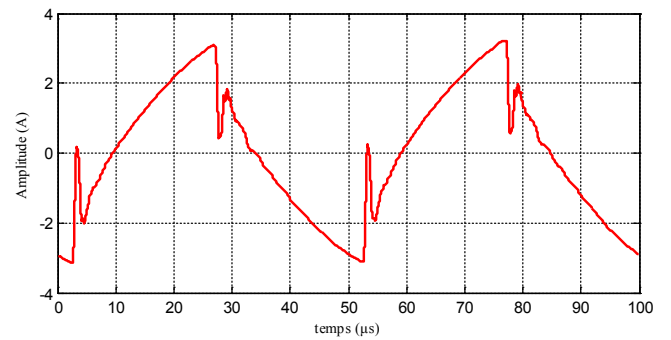


Figure 26 : Représentation temporelle du générateur de courant i_{gMD}

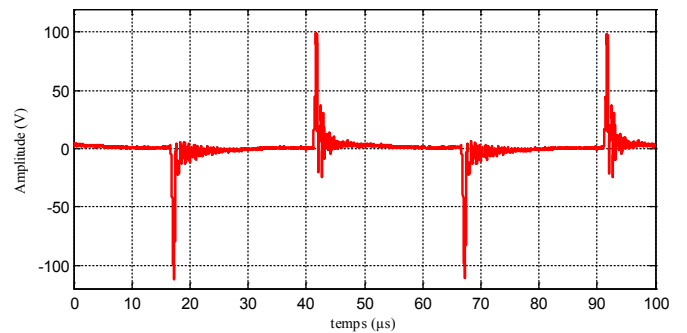


Figure 27 : Reconstitution de la tension de mode commun au niveau du radiateur

5. CONCLUSION

Ce travail expérimental complète les études menées sur le développement de modèles de composants semi-conducteurs pour la simulation dédiée à l'estimation des émissions conduites des convertisseurs de puissance. Une plateforme versatile tant par les jeux de tension et de courant qu'elle permet d'assurer que par les différentes mesures qu'elle permet d'exploiter, a été réalisée. Cette plateforme permet une réelle complémentarité avec les études théoriques sur les composants. Elle permet de mieux renseigner des modèles récemment développés pour repousser la validité des simulations pour des fréquences élevées (100MHz). Grâce à un environnement électromagnétique parfaitement figé et caractérisé, des modèles génériques dédiés à la compatibilité électromagnétique peuvent être établis, testés et améliorés. Le travail présenté dans cet article portait essentiellement sur la modélisation de la maquette. Des techniques de séparation de sources peuvent être également testées pour différencier des émissions produites par différentes parties d'une structure.

La connaissance de la signature CEM des composants de puissance est nécessaire pour s'assurer d'un niveau d'émission conduite acceptable. Ceci est d'autant plus critique avec l'apparition des composants à grand Gap (MOSFET SiC, GaN) dont les vitesses de commutation deviennent extrêmement élevées. Ainsi, cette étude s'insère dans une réflexion globale sur l'obsolescence des composants semi-conducteurs usuels afin d'anticiper et de maîtriser les effets perturbateurs des composants de nouvelle génération.

6. REMERCIEMENTS

Ce travail c'est effectué dans le cadre du projet SEISME financé par le FUI. Ce projet visait à maîtriser la non-régression

des performances CEM des équipements électroniques embarqués.

7. REFERENCES

- [1] R. J. Callanan, A. Agarwal, A. Burk, M. Das, B. Hull, F. Husna, A. Powell, J. Richmond, S.-H. Ryu, et Q. Zhang, « Recent progress in SiC DMOSFETs and JBS diodes at Cree », in 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008. IECON 2008, 2008, p. 2885-2890.
- [2] S. Hrigua, F. Costa, C. Gautier, et B. Revol, « New Method of EMI analysis in power electronics based on semiconductors transient models: Application to SiC MOSFET/Schottky diode, » in IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 2012, pp. 590 –595.
- [3] S. Hrigua, F. Costa, C. Gautier, et B. Revol, « New modeling method based on transfer functions for EMI analysis in power electronic converters, » in 2012 International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012, pp. 1 –6.
- [4] M. Ali, F. Costa, B. Revol, et E. Labouré, « Caractérisation et modélisation EM d'une carte d'alimentation DC-DC pour concevoir le dimensionnement d'un filtre CEM hybride, » CEM 2010, France, Limoge, 2010.
- [5] D. Labrousse, B. Revol, C. Gauthier, F. Costa, « Fast Reconstitution Method (FRM) to Compute the Broadband Spectrum of Common Mode Conducted Disturbances », *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 55, n° 2, p. 248 -256, 2013.
- [6] G. Frantz, D. Frey, J.-L. Schanen, et B. Revol, « EMC models of power electronics converters for network analysis », in 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Lille, France, 2013, p. 1-10.