

Application de la méthode de réduction d'échelle pour la co-simulation CEM d'un système de transfert de puissance inductif

Amadou Bayaghiou Diallo^{1,2}, Mohamed Bensetti², Christian Vollaie¹, Lionel Pichon², Arnaud Breard¹

¹ Univ Lyon, Ecole Centrale de Lyon, INSA Lyon, Univ Claude Bernard Lyon 1, CNRS, Ampère, UMR5005, 69130 Ecully, France

² GeePs – Group of electrical engineering - Paris, UMR CNRS 8507, CentraleSupélec, Université Paris-Saclay
Sorbonne Université, 3&11 rue Joliot-Curie, Plateau de Moulon 91192 Gif-sur-Yvette, France

Mots clés : CEM, Transfert de puissance inductif, Co-simulation, Méthode de réduction d'échelle
Keywords : EMC, Inductive power transfer, co-simulation, Downscaling method.

Résumé

Dans cet article, la méthode de réduction d'échelle est appliquée à un système de transfert de puissance par induction (TPI) pour la charge des véhicules électriques afin de réaliser un prototypage rapide et peu coûteux. De plus, une méthode de co-simulation est proposée pour investiguer la CEM du système basée sur le couplage entre une analyse avec un solveur circuit de la partie électronique de puissance et une analyse avec un solveur électromagnétique (EF) pour l'étude du rayonnement électromagnétique du coupleur magnétique. Ensuite, il est proposé de combiner la méthode de réduction d'échelle avec la méthode de co-simulation pour prendre en compte simultanément les non-linéarités dues au convertisseur DC/AC, le redresseur et les caractéristiques du matériau magnétique du système. Enfin, un système de 1 kW est proposé pour la validation expérimentale.

1 Introduction

Le déploiement des véhicules électriques (VEs) est un impératif écologique majeur pour remplacer les véhicules conventionnels qui utilisent des moteurs à combustion. Ces VEs utilisent des batteries à la place des combustibles fossiles embarqués pour stocker l'énergie électrique nécessaire à la propulsion. D'une part, les batteries lithium-ion actuellement commercialisées pour les VEs sont reconnues comme la solution la plus compétitive, mais leur densité énergétique est inférieure à 100 Wh/kg [1-2]. D'autre part, l'essence a une densité énergétique d'environ 12 000 Wh/kg [3], ce qui fait que les VEs ne sont pas suffisamment attractifs par rapport aux véhicules thermiques. De plus, l'autonomie des batteries de ces véhicules les rendent peu attrayants pour de nombreux consommateurs. Par conséquent, l'étude des nouveaux moyens de recharge est importante pour le déploiement optimal des VEs. Pour résoudre ces problèmes, on souhaite remplacer la recharge par conduction par des systèmes de recharge par transfert de puissance inductif (TPI) [4]. Avec cette nouvelle technique de recharge, les VEs peuvent être rechargés dans un espace de stationnement comme avec la recharge par conduction, mais aussi de manière dynamique sur la route. Le système de TPI présente de nombreux avantages tels que l'élimination des câbles dans les stations de recharge, il nécessite moins d'entretien et peut embarquer moins de batteries pour un système de recharge dynamique. Cependant, l'inconvénient majeur de ces systèmes est le rayonnement électromagnétique dans l'environnement proche et l'exposition humaine due à ce type de système qui doit être évaluée et prise en compte [5-6].

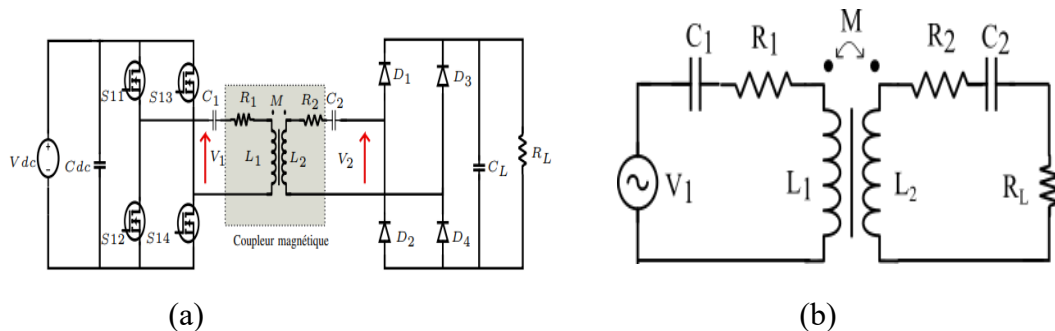


Figure 1 : Circuit équivalent du système. (a) Modèle électrique équivalent du système. (b) Circuit équivalent avec l'approximation de premier harmonique.

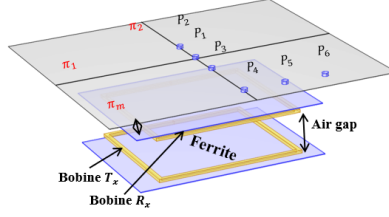


Figure 2 : Modèle EF 3D avec un plan de mesure π_m situé à 58 cm de partie secondaire du système avec un air gap de 120 mm.

Par ailleurs, pour valider un système de transfert de puissance par induction dans son environnement réel, on a besoin d'un prototype pour mesurer l'efficacité et le champ magnétique rayonné. Pour des systèmes de plus de 1 kW, hormis le coût du système (ferrites, cuivre, électronique de puissance), il existe un danger réel à l'exposition au champ électromagnétique généré pour le système. C'est pour cette raison, qu'on préfère valider le prototype à une échelle plus petite. Il est donc important de vérifier la limite de validité d'un prototype à l'échelle réduite dont la puissance est inférieure de plusieurs ordres de grandeur à celle de l'application finale. Dans la littérature, il existe très peu de publications sur la méthode de réduction d'échelle appliquée aux systèmes de transfert de puissance par induction. Dans [7,8] un ensemble d'hypothèses ont principalement permis la mise à l'échelle géométrique des bobines et des paramètres du circuit équivalent de la figure 1b. C'est pourquoi, il faut étudier davantage cette approche de réduction d'échelle pour les systèmes TPI.

Les principales contributions de ce travail sont : (i) l'étude de l'approche de réduction d'échelle pour le système TPI, l'identification de la limite de validité et l'impact de cette approche sur les grandeurs électriques et magnétiques, (ii) la validation de l'approche proposée dans un scénario de co-simulation dans le domaine temporel pour prendre en compte en même temps les non-linéarités dues à l'électronique de puissance et aux matériaux magnétiques du coupleur, (iii) la vérification de l'efficacité des méthodes de réduction d'échelle et de co-simulation au moyen de simulations et de résultats expérimentaux.

2 Méthodes proposées

2.1 Coupleur magnétique

L'ensemble du système de TPI est constitué de deux bobines (figure 2) espacées de 120 mm. Le système étudié est composé d'une plaque de ferrite pour chaque bobine qui permet d'améliorer le coefficient de couplage du système avec une épaisseur de 2 mm, une longueur de 600 mm et une largeur de 500 mm, de deux bobines carrées avec une dimension externe de 468 mm et une dimension interne de 442 mm, une épaisseur de 13 mm et chaque bobine est composée de 6 tours de fils de Litz disposés sur deux couches.

2.2 Modélisation du système TPI

En utilisant l'approximation de la première harmonique en régime permanent pour l'étude des systèmes de TPI [9, 10], ce système peut être modélisé par un circuit équivalent comme illustré dans la figure 1b. Les condensateurs connectés en série avec les bobines d'émission et de réception permettent de compenser l'énergie réactive de l'inductance de fuite qui est élevée en raison de l'entrefer entre les bobines. R_L étant la résistance équivalente de la charge et ω_s la fréquence de résonance entre les inductances proposées du primaire et du secondaire et les condensateurs de compensation série. La tension V_1 et l'impédance totale Z_T vues du côté primaire s'expriment comme suit :

$$V_1 = R_1 I_1 - j M \omega_s I_2 \quad (1)$$

$$Z_T = R_1 + \frac{M^2 \omega_s^2}{R_2 - R_L} \quad (2)$$

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3)$$

2.3 Méthode de réduction d'échelle

La méthode de réduction d'échelle est une technique très courante dans divers domaines de l'ingénierie. L'objectif est de réduire la taille du prototype pour un système donné. Soit λ une dimension linéaire générique du système

réel et λ' la dimension correspondante du système réduit. Le facteur d'échelle est défini par $\beta = \lambda' / \lambda$. Ce facteur est appliqué à toutes les quantités géométriques et électriques du système sous les hypothèses suivantes : (1) aucune saturation magnétique dans le système, (2) nombre constant de spires de la bobine, (3) pertes ohmiques négligeables, (4) densité de courant uniforme et constante et (5) fréquence de résonance est constante. Par ailleurs, l'épaisseur de la ferrite du coupleur est de 2 mm, ce qui est déjà très faible, donc pour les modèles réduits, on supposera que cette épaisseur reste constante quel que soit le facteur de réduction d'échelle.

En partant du champ électrique dû à une boucle de fil mince, l'expression analytique de l'inductance propre et la mutuelle entre deux boucles de fils minces (Γ_1, Γ_2) dans un milieu homogène [11] est donnée par :

$$L_{ij} = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint_{\Gamma_1} \oint_{\Gamma_2} \frac{dl_1 \times dl_2}{r} \quad (4)$$

Où μ_0 est la perméabilité du vide, dl_1 et dl_2 représentent les longueurs élémentaires sur les boucles et r la distance entre elles. En appliquant le facteur d'échelle β sur les grandeurs géométriques de l'équation 4, on en déduit que l'inductance propre ou mutuelle est proportionnable à β . Le coefficient de couplage K (équation 3) est dans ce cas indépendant au facteur d'échelle β . De même, à partir de l'expression de la résistance d'un conducteur filiforme homogène, les résistances des bobines sont proportionnelles à $1/\beta$. Étant donné l'expression $LC\omega_s^2 = 1$ à la résonance, les condensateurs de compensation en série sont proportionnels à $1/\beta$ à ω_s fixe.

Pour les grandeurs électriques, avec l'hypothèse d'une densité de courant constante et uniforme, le courant est donné par $I = JS$ et est proportionnel donc à β^2 . D'après l'équation 1, sans les pertes ohmiques, la tension au primaire est proportionnelle à β^3 . En appliquant la loi d'Ohm au primaire du circuit de la figure 1b, la tension d'entrée en fonction de l'impédance totale ramenée au primaire est définie par :

$$V_1 = Z_T I_1 \quad (5)$$

et l'impédance Z_T vue au primaire est alors proportionnelle à β . La résistance de la charge est déduite de l'équation 2 avec $R_1 = R_2 = 0$ par $R_L \propto \beta$. Enfin, à partir du théorème d'Ampère, le champ magnétique à nombre de spires constant est proportionnel à β .

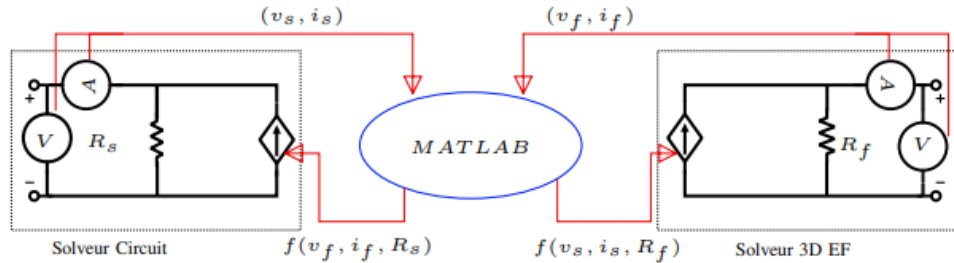


Figure 3 : Variables d'interface pour le couplage entre le solveur EF et le solveur circuit.

2.4 Co-simulation entre le solveur EF et le solveur circuit

Dans la littérature, en régime permanent, le coupleur magnétique est modélisé par un circuit équivalent pour un point de fonctionnement donné et les non-linéarités dues aux matériaux magnétiques et aux convertisseurs d'électronique de puissance ne peuvent pas être prises en compte en même temps [12]. Il est donc important de combiner à la fois les solveurs EF basés sur la physique pour le coupleur magnétique et les solveurs de circuit pour l'électronique de puissance et son contrôle dans le domaine temporel pour prendre en compte toutes les non-linéarités. Les principales limitations d'un couplage entre un solveur EF et un solveur de circuit dans le domaine temporel sont la pauvreté des solveurs EF pour résoudre le circuit de l'électronique de puissance avec un pas de temps très petit et le temps de calcul.

Dans ce travail, le logiciel COMSOL est considéré pour modéliser le coupleur magnétique et la bibliothèque Simulink Simscape pour simuler l'électronique de puissance et son contrôle. Pour prendre en compte les non-linéarités, les deux modèles sont couplés à l'aide de l'outil LiveLink pour MATLAB [13]. Cet outil permet une connexion directe à MATLAB tout en exécutant COMSOL. Les détails du couplage entre les deux outils sont

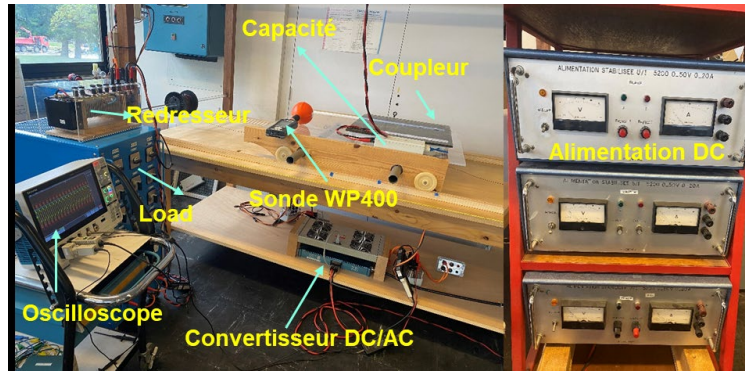


Figure 4 : Banc de test de 1 kW pour la validation expérimentale.

présentés à la figure 3. Dans chaque outil de simulation, on ajoute un circuit équivalent de Norton qui représente le système manquant. Comme déjà présenté en détail dans [14] pour le couplage circuit-circuit, une méthode de relaxation de forme d'onde est utilisée pour résoudre le système couplé.

3 Vérification expérimentale

Le banc de test utilisé pour valider le modèle du système de transfert de puissance par induction est un dispositif expérimental mise en place au laboratoire GeePs. Ce banc expérimental de la figure 4 permet de mesurer l'ensemble de grandeurs électriques au primaire et au secondaire et le champ magnétique rayonné dans l'environnement proche du coupleur magnétique. Il est constitué, d'une alimentation DC de 60 V, d'un convertisseur DC/AC avec 4 sorties, du coupleur magnétique de 1 kW, d'un redresseur AC/DC, d'une charge résistive variable, d'un oscilloscope 4 voies TEKTRONIK pour la mesure du courant et de la tension, des sondes de tension différentielles et de courant TEKTRONIK et d'une sonde de champ magnétique pour mesurer le champ magnétique de 1 Hz à 400 kHz.

Les paramètres obtenus par simulation numérique du coupleur magnétique avec l'hypothèse des bobines à multi-spires homogénéisées et par la mesure sont regroupés dans le tableau 1.

Paramètres	Simulation	Mesure $\pm 5\%$
$L_1 - L_2$ (μH)	65 - 65	60,57 - 57,55
M_{12} (μH)	21,5	22,25
$R_1 - R_2$ ($\text{m}\Omega$)	9 - 9	72 - 76
$C_1 - C_2$ (nF)	66 - 66	
R_L (Ω)	2,5	
Air gap (mm)	120	
Fréquence (kHz)	89	

Tableau 1 : Paramètres du système de transfert de puissance par induction.

3.1 Validation expérimentale des grandeurs électriques et magnétiques

Pour valider le modèle du système, nous avons directement connecté une charge résistive de $2,5 \Omega$ à la place du redresseur dans la figure 1a, la fréquence de résonance pour cette charge est de 89 kHz. Les courbes de la figure 5 montrent la comparaison entre la simulation et la mesure des grandeurs électriques au primaire et au secondaire.

On remarque un bon accord entre la simulation et la mesure. De plus on remarque que les grandeurs au secondaire du système sont parfaitement sinusoïdales et cela s'explique par le fait que le coupleur magnétique et les condensateurs de compensation se comportent comme un filtre passe-bas avec une fréquence de découpage qui est quasiment égale à la fréquence de découpage de l'onduleur. Par ailleurs, des mesures du champ magnétique en différents points (P1 - P6) sont effectuées et comparées au champ magnétique obtenu par une analyse fréquentielle

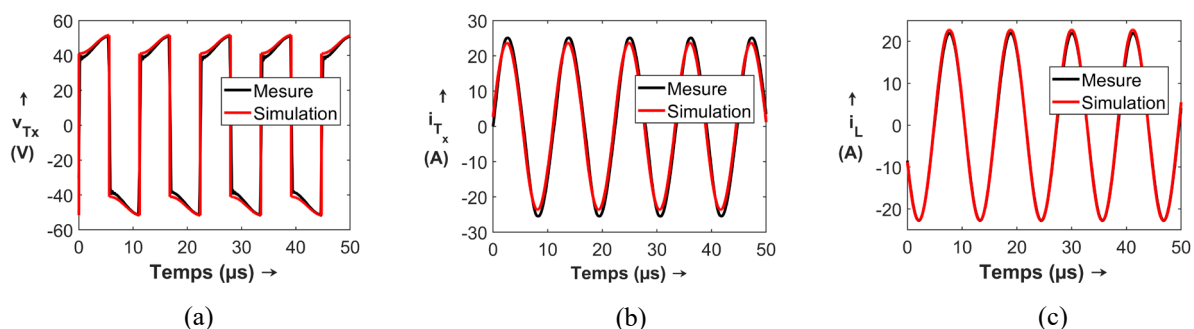


Figure 5 : Comparaison mesure VS Simulation. (a) Tension au primaire. (b) Courant au primaire. (c) Courant dans la charge.

du modèle 3D EF en utilisant le courants primaire et secondaire obtenus par simulation. Le tableau 2 montre un écart relatif entre la mesure et le modèle qui est inférieur à 10% pour les six points de mesure. Enfin, toutes ces comparaisons montrent que le modèle EF proposé est pertinent pour représenter le comportement physique (électrique et magnétique) du système de transfert de puissance par induction.

Points	Simulation (μT)	Mesure (μT) $\pm 5\%$	Erreur (%)
P ₁	66,88	63,70	4,99
P ₂	65,59	63,90	2,64
P ₃	61,75	65,80	6,16
P ₄	21,74	22,10	1,63
P ₅	20,45	22,70	9,91
P ₆	15,68	16,68	6,00

Tableau 2 : Champ magnétique, mesure VS simulation.

3.2 Validation de la méthode de réduction de l'échelle

La réduction d'échelle est étudiée pour les bobines primaire et secondaire (figure 2) du coupleur pour différents facteurs d'échelles (100%-10%) où 100% correspond à l'échelle réelle du coupleur. La figure 6a montre le coefficient de couplage pour différents facteurs d'échelle en fonction du déplacement du secondaire lorsque le primaire est fixe où 0 cm signifie un alignement parfait des bobines. Le facteur β sur l'axe des abscisses, permet de mettre à l'échelle les courbes des coefficients de couplage sur le même graphique. L'erreur relative sur le coefficient de couplage est inférieure à 5% entre le modèle à l'échelle réelle et les modèles à l'échelle réduite. En comparant maintenant cette erreur relative avec les performances obtenues dans le tableau 3, il est clairement démontré l'intérêt de la méthode de réduction d'échelle sous l'hypothèse que l'épaisseur des ferrites soit constante. Dans ce tableau, on montre la performance de la réduction d'échelle sur le temps de calcul sur un ordinateur portable Intel(R) Core (TM) i7- 8665U CPU@1.90 2.11 GHz pour les différents modèles à l'échelle réduite. Le calcul du modèle à l'échelle réduite avec $\beta = 50\%$ est 4,7 fois plus rapide que le modèle à l'échelle réelle où β vaut 100%.

En outre, le modèle 3D du coupleur pris lui seul sans les autres éléments du système de TPI, peut être réduit quasiment « sans limite », car le modèle est supposé être linéaire. Mais cette réduction d'échelle se voit très vite limitée lorsque le coupleur est considéré dans le système. Selon l'expression des résistances des bobines à l'échelle

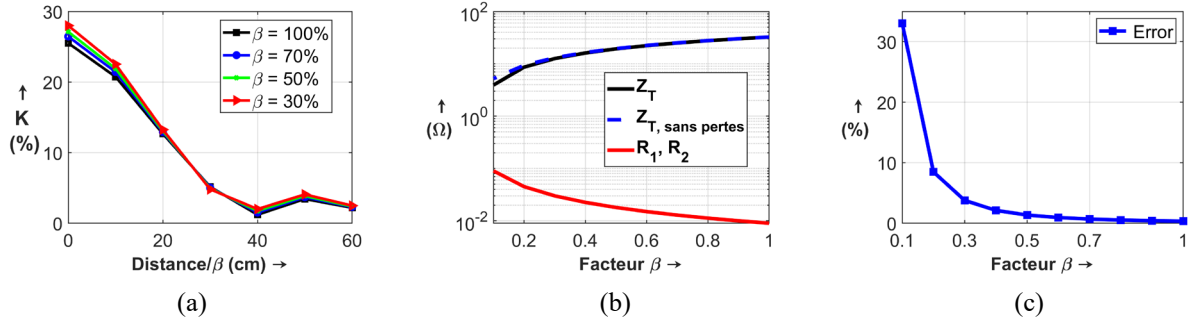


Figure 6 : Résultats de la réduction d'échelle pour le point de fonctionnement suivant : Air gap de 120 mm, $\omega_s = 2 \times \pi \times 89 \times 10^3$ rad/s, $R_L = 2, 5 \Omega$. (a) Coefficient de couplage pour différents facteurs d'échelle. (b) Impédance totale Z_T avec et sans pertes ohmique. (c) Erreur relative entre Z_T avec et sans pertes.

réduite établie dans la sous-section 2.3, lorsque le facteur d'échelle diminue, les valeurs de ces résistances augmentent et deviennent significatives par rapport à l'impédance des autres éléments. La différence entre l'impédance totale vue au primaire du coupleur (équation 2) avec et sans pertes est représentée sur la figure 6b. On observe que l'impédance Z_T avec les pertes ohmiques dans les bobines est similaire à celle sans pertes tant que le facteur d'échelle reste supérieur à 30%. En dessous de 30%, l'erreur relative est supérieure à 5% comme l'illustre la figure 6c. Ceci définit donc la limite de validité de cette méthode pour notre point de fonctionnement, mais évidemment, cette limite peut changer en fonction de la charge, de la fréquence et aussi du couplage entre les bobines.

-	$\beta = 100\%$	$\beta = 70\%$	$\beta = 50\%$	$\beta = 30\%$
Temps de calcul	33 min	7 min 45 s	6 min 27 s	6 min 18 s

Tableau 3 : Temps de calcul des coefficients de couplage de la figure 6a.

3.3 Validation de la co-simulation

Pour valider la co-simulation, le modèle EF du coupleur magnétique et le modèle de circuit de l'électronique de puissance ont été exécutés sur un ordinateur portable Intel(R) Core (TM) i7- 8665U CPU@1.90 2.11 GHz. Pour relâcher la contrainte sur le solveur EF, son pas de temps maximum est fixé à $0,2 \mu\text{s}$ contre $0,02 \mu\text{s}$ pour le solveur de circuit. Le modèle ayant deux plans de symétrie π_1 et π_2 (figure 2), le quart du modèle 3D a été considéré pour la co-simulation. Dans ce cas, nous avons que deux sous-systèmes, d'une part la source et le convertisseur DC/AC sont considérés comme un sous-système qui sont résolus dans le solveur circuit et d'autre part, les condensateurs de compensation, le coupleur et la charge résistive sont considérés comme le deuxième sous-système et sont résolus dans le solveur EF.

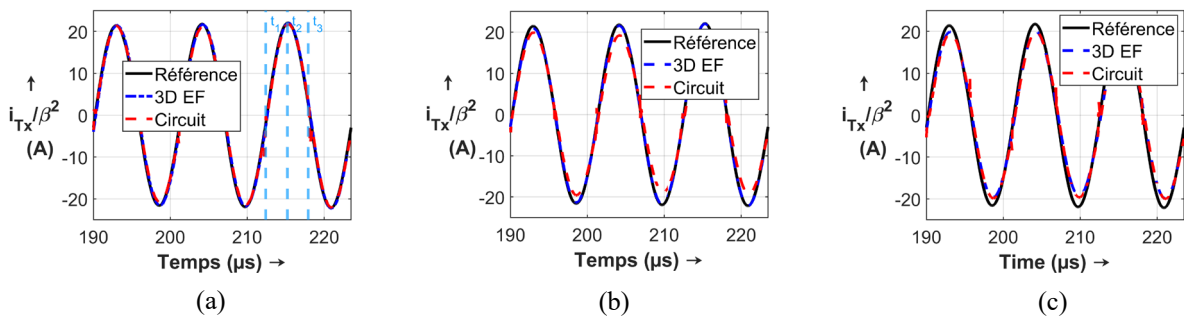


Figure 7 : Résultats de la co-simulation, courant dans la bobine primaire Tx. (a) $\beta = 100\%$ avec $t_1 = 212, 5 \mu\text{s}$, $t_2 = 215, 2 \mu\text{s}$ et $t_3 = 217, 9 \mu\text{s}$. (b) $\beta = 50\%$, (c) $\beta = 30\%$.

La figure 7 montre un bon accord entre les résultats de la méthode de co-simulation proposée pour ce système pour les courants dans le primaire du système. Ces courbes montrent plus spécifiquement, qu'avant le découpage, c'est

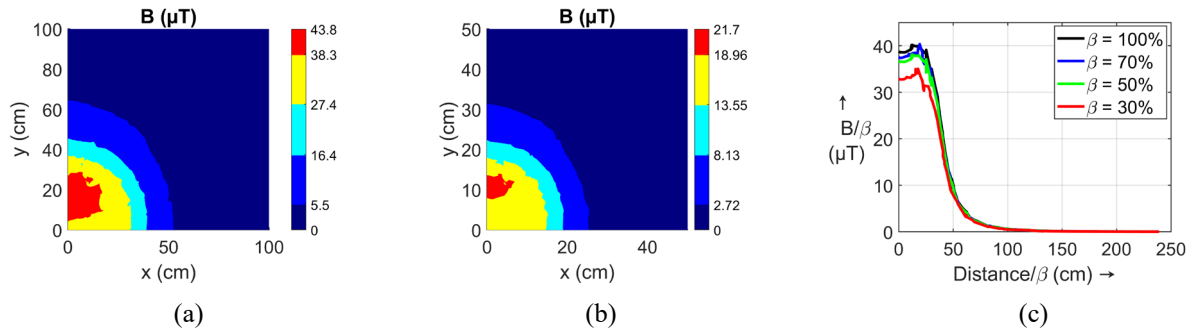


Figure 8 : Résultats de la co-simulation, distribution de la densité de flux magnétique à l'instant t_2 . (a) $\beta = 100\%$. (b) $\beta = 50\%$. (c) La densité de flux magnétique à l'instant t_2 pour $\beta = 100\%, 70\%, 50\%, 30\%$.

le même courant qui sort de l'onduleur (courbe en rouge) pour traverser le primaire du coupleur à travers le condensateur de compensation en série (courbe en bleu). De plus, on remarque certaines déviations du courant dans le primaire coté onduleur lorsque le courant s'annule, ces écarts sont essentiellement dus à la différence entre les pas d'intégration de deux solveurs ($0,2 \mu s$ pour le solveur EF contre $0,02 \mu s$ pour le solveur circuit). Par ailleurs, on observe un écart entre la référence et la co-simulation qui augmente lorsque β diminue (figure 7c). Ceci est dû aux pertes ohmiques qui augmentent lorsque β diminue d'une part et d'autre part au fait que les éléments du convertisseur DC/AC (la résistance à l'état passante par exemple) ne sont plus négligeables devant les autres éléments du système.

Les figures 8a-8b illustrent la distribution de la densité de flux magnétique dans le plan π_m (figure 2) à l'instant $t_2 = 215,2 \mu s$. L'erreur relative sur le champ maximal entre le modèle à l'échelle réelle et les modèles réduits est inférieure à 2% pour $\beta = 50\%$. Le champ magnétique sur une ligne située sur ce même plan de mesure à l'instant t_2 est représenté sur la figure 8c, on observe un écart maximal de 5% entre le modèle à l'échelle réelle ($\beta = 100\%$) et le modèle avec $\beta = 50\%$ contre 16% lorsque $\beta = 30\%$. Ces écarts sur le champ magnétique reflètent les écarts observés entre les courants du modèle à l'échelle réelle et les modèles à l'échelle réduite (figure 7).

4 Conclusion

En conclusion, nous avons montré que sous certaines hypothèses réalistes, la méthode de réduction d'échelle est parfaitement applicable pour le système TPI. C'est une méthode qui permet de faire un prototypage rapide et peu coûteux puis d'extrapoler les résultats à l'échelle réelle pour l'étude des caractéristiques du système. De plus, nous avons proposé de combiner cette méthode de réduction d'échelle avec une méthode de co-simulation pour considérer en même temps les non-linéarités dues au convertisseur électronique de puissance et les caractéristiques magnétiques du coupleur dans une plateforme de co-simulation. Cette plateforme a été développée à l'aide de deux outils logiciels basés sur un solveur circuit et un solveur éléments finis. Un dispositif expérimental de 1 kW a été proposé pour valider les deux méthodes. Les différents résultats et discussions montrent l'efficacité de ces méthodes et la possibilité d'étudier ce type de système à une échelle de puissance réduite, puis de l'étendre par extrapolation à une échelle de puissance beaucoup plus grande.

Financement

Ce programme de recherche est financé par l'Agence Nationale de la Recherche (ANR) : projet ECOCES (Co-simulation de la compatibilité électromagnétique des systèmes électriques complexes), ANR-19-CE05-0016-05.

Références

- [1] S. Li and C. C. Mi, "Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 3, no. 1, pp. 4-17, March 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2319453.
- [2] S. J. Gerssen-Gondelach and A. P. C. Faaij, "Performance of batteries for electric vehicles on short and longer term," Journal of Power Sources, vol. 212, pp. 111-129, Aug. 2012.
- [3] Hwang, Young J., and Jae Y. Jang. 2020. "Design and Analysis of a Novel Magnetic Coupler of an In-Wheel Wireless Power Transfer System for Electric Vehicles" Energies 13, no. 2: 332.
- [4] Kadem K, Bensetti M, Le Bihan Y, Labouré E, Debbou M. Optimal Coupler Topology for Dynamic Wireless Power Transfer for Electric Vehicle. Energies. 2021; 14(13):3983. <https://doi.org/10.3390/en14133983>
- [5] P. -P. Ding, L. Bernard, L. Pichon and A. Razeq, "Evaluation of Electromagnetic Fields in Human Body Exposed to Wireless Inductive Charging System," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 50, no. 2, pp. 1037-1040, Feb. 2014, Art no. 7025704.

- [6] International Commission on Non-Ionizing Radiation Protection, "Guidelines for limiting exposure to time-varying electric, magnetic, and electromagnetic fields (1 Hz to 100 kHz)," *Health Phys.*, vol. 99, no. 6, pp. 818–836, 2010.
- [7] Sumiya, Hayato & Takahashi, Eisuke & Yamaguchi, Nobuhisa & Tani, Keisuke & Nagai, Sakahisa & Fujita, Toshiyuki & Fujimoto, Hiroshi. (2021). Coil Scaling Law of Wireless Power Transfer Systems for Electromagnetic Field Leakage Evaluation for Electric Vehicles. *IEEJ Journal of Industry Applications*. 10. 589-597. 10.1541/ieejia.20009270.
- [8] Y. Zhang, S. Chen, X. Li, Z. She, F. Zhang and Y. Tang, "Coil Comparison and Downscaling Principles of Inductive Wireless Power Transfer Systems," 2020 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), Seoul, Korea (South), 2020, pp. 116-122, doi: 10.1109/WoW47795.2020.9291295.
- [9] Y. Fang and M. H. Pong, "Multiple Harmonics Analysis for Variable Frequency Variable Duty-Cycle Controlled Inductive Power Transfer Systems," 2018 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (Wow), Montreal, QC, Canada, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/WoW.2018.8450933.
- [10] W. Kabbara, M. Bensetti, T. Phulpin, A. Caillierez, S. Loudot, and D. Sadarnac, "A Control Strategy to Avoid Drop and Inrush Currents during Transient Phases in a Multi-Transmitters DIPT System," *Energies*, vol. 15, no. 8, p. 2911, Apr. 2022, doi: 10.3390/en15082911.
- [11] Hussain, I.; Woo, D.-K. Self-Inductance Calculation of the Archimedean Spiral Coil. *Energies* 2022, 15, 253. <https://doi.org/10.3390/en15010253>.
- [12] S. Yue, Y. Li, Q. Yang, X. Yu and C. Zhang, "Comparative Analysis of Core Loss Calculation Methods for Magnetic Materials Under Nonsinusoidal Excitations," in *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 54, no. 11, pp. 1-5, Nov. 2018, Art no. 6300605, doi: 10.1109/TMAG.2018.2842064.
- [13] MATLAB, version 9.8.0.1873465 (R2020a). Natick, Massachusetts: The Math-Works Inc., 2022. <https://www.comsol.com/livelink-for-MATLAB>. Accès: 3 Nov 2022.
- [14] A. B. Diallo, C. Vollaie, A. Breard, M. Bensetti and L. Pichon, "Co-simulation of Circuit/Circuit type Solvers for EMC Applications Using a New Relaxation Method," 2022 International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC Europe, Gothenburg, Sweden, 2022, pp. 366-371, doi: 10.1109/EMCEurope51680.2022.9901244.