

Conception d'un système de transfert d'énergie sans contact bidirectionnel par induction

Jean-Paul FERRIEUX, Gatien KWIMANG, Gérard MEUNIER, Benoit SARRAZIN, Alexis DERBEY
Univ. Grenoble Alpes, CNRS, Grenoble INP*, G2Elab, 38000 Grenoble, France

RESUME – Cet article présente la conception d'un chargeur de batteries sans contact par induction destiné à la recharge semi-rapide de véhicules électriques. L'objectif est d'une part de proposer une méthode de dimensionnement simplifiée d'un coupleur magnétique apte à transférer une puissance de 20 kW avec une distance inter-bobines comprise entre 14 et 21 cm. Ce processus permet de définir rapidement les dimensions du coupleur à partir de modélisations préalables par éléments finis. Par ailleurs, le dimensionnement de la structure de conversion est présenté sur la base d'une compensation à résonance série-série et d'un système bidirectionnel en puissance.

Mots-clés—Transfert d'énergie sans contact, Electronique de Puissance, Couplage magnétique, Modélisation, Convertisseur à résonance, Bidirectionnalité, Véhicule électrique, Vehicle to Grid.

1. INTRODUCTION

Le transfert d'énergie sans contact est maintenant une technique éprouvée qui présente des avantages indéniables de sécurité (absence de contacts électriques directs) et d'ergonomie. Le mode de transfert d'énergie par induction magnétique trouve des applications dans de nombreux domaines, allant de l'électronique mobile (recharge de smartphones, ordinateurs portables, GPS, ...), au secteur des transports (voitures, bus, tramways, ...), en passant par les implants actifs en médecine (stimulateurs cardiaques, défibrillateurs, prothèses auditives, pompes à insuline, valves cérébrales...). Dans ce type d'applications, l'énergie électrique transmise va servir à charger une batterie. Ce mode de transfert par couplage magnétique concerne également le domaine très étendu des systèmes de chauffage par induction.

L'étude présentée dans cet article entre dans le contexte du véhicule électrique et de la charge intermédiaire (ou accélérée) des batteries et ceci par couplage magnétique sans contact, [1], [2]. Pour ce type de véhicule, la durée de cette charge intermédiaire, totale ou partielle, à partir d'un réseau triphasé 22 kVA, sera de l'ordre d'une heure pour un véhicule standard embarquant 20 kWh ou plus. Cette recharge sans contact présente deux avantages majeurs :

- La simplicité de connexion liée à l'absence de câbles à manipuler, le véhicule devant stationner sur une place de parking dédiée,
- La possibilité de recharger à tout moment de la journée (biberonnage, [3]) en dehors de la charge lente nocturne.

Ce concept induit néanmoins des contraintes sur la conception de la chaîne de conversion. Le coupleur proprement dit devra présenter une distance inter-bobines importante liée à la garde au sol du véhicule, sauf système mécanique coûteux, et le rayonnement électromagnétique pour l'environnement proche devra être maîtrisé pour respecter la norme. Par ailleurs,

l'interopérabilité entre les différents types de chargeurs demeure un frein au développement de ces systèmes [4].

Le système étudié se limitera à la conversion DC-DC à travers un coupleur magnétique sans contact moyen fréquence. Le cahier des charges retenu est en partie cadré par la norme SAE J-2954 [5] ; en particulier, nous nous placerons dans le cas d'une distance inter-bobines comprise entre 14 et 21 cm correspondant à la classe intermédiaire Z2 de la norme. La source continue d'entrée est générée par la borne de recharge (partie fixe) alors que le secondaire (partie embarquée) délivre une puissance continue directement ou non à la batterie (Fig. 1). Nous développerons dans un premier temps une méthode simplifiée de dimensionnement du coupleur puis nous étudierons le système de conversion dans le but d'avoir un système bidirectionnel en puissance permettant l'échange d'énergie du véhicule vers le réseau (Vehicle to Grid, V2G).

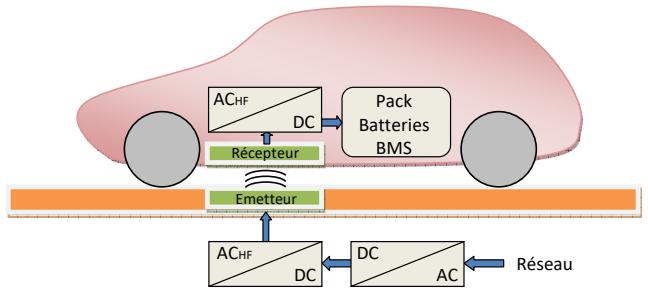


Fig. 1. Chaîne de conversion d'énergie d'un système de recharge sans contact pour véhicule électrique.

2. STRUCTURE DE CONVERSION

2.1. Choix de la structure de conversion

La structure de conversion DC-DC doit transférer la puissance en moyenne fréquence à travers un coupleur à grand entrefer. Ce coupleur, généralement de forme « pancake » (Fig. 2), présente la particularité d'avoir des fuites importantes et une faible inductance magnétisante.

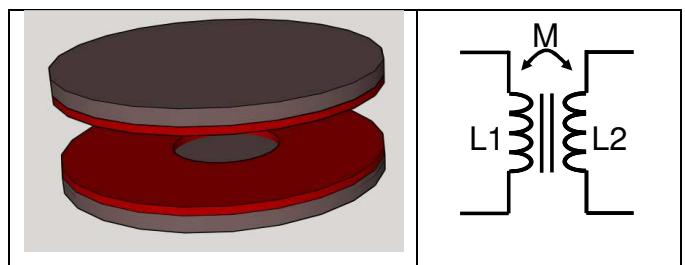


Fig. 2. Coupleur de forme circulaire

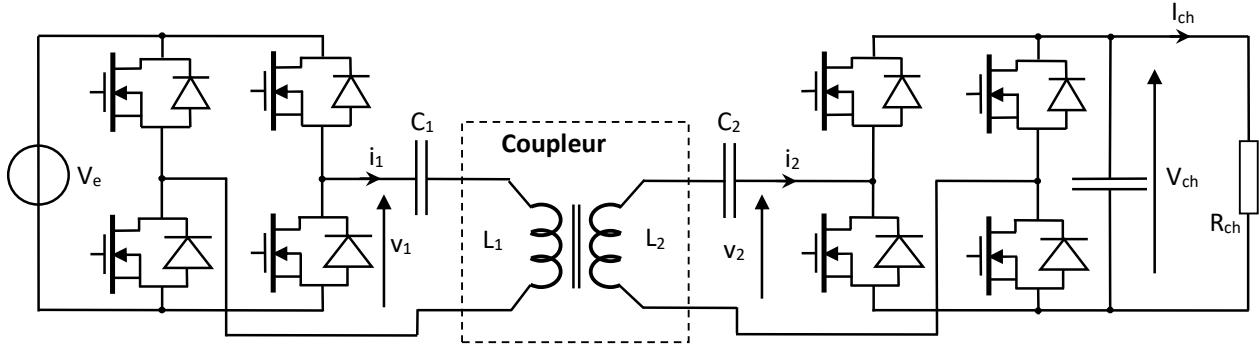


Fig. 3. Convertisseur DC-DC à résonance série-série.

Il est alors nécessaire de compenser cette puissance réactive pour réduire les contraintes ; des études antérieures [6] ont montré que la compensation par des condensateurs en série au primaire et au secondaire est un bon compromis. Par rapport aux résonances série ou série-parallèle, cette compensation présente un meilleur rendement et une moindre sensibilité au positionnement puisque la résonance s'effectue avec les inductances propres, indépendamment de la mutuelle.

La topologie retenue est représentée Fig. 3 ; elle associe deux onduleurs en pont. Cette structure présente, à l'image d'un Dual-Active-Bridge à résonance, plusieurs variables de commande :

- Les rapports cycliques de chaque onduleur (notés α_1 , α_2) qui permettront de contrôler les valeurs efficaces des tensions v_1 , v_2 .
- Le déphasage entre les onduleurs, noté ϕ , assurera le contrôle de la puissance et la bidirectionnalité.
- La fréquence, proche de la résonance, permettra de garantir le déphasage voulu.

Dans le cas du mode chargeur (transfert d'énergie vers la batterie), et afin de simplifier le dialogue entre la partie primaire (au sol) et le secondaire (véhicule), la commande s'effectuera avec le pont primaire par action sur la fréquence et le rapport cyclique. Le pont secondaire sera alors non commandé (fonctionnement en diodes). Le cas du transfert d'énergie de la batterie vers le réseau sera traité au paragraphe 6.

2.2. Etude au premier harmonique

L'étude s'effectuera sur la base d'un régime sinusoïdal permanent. En effet, la présence des circuits résonants induit des courants quasi-sinusoïdaux (Fig. 4) justifiant l'approximation au premier harmonique.

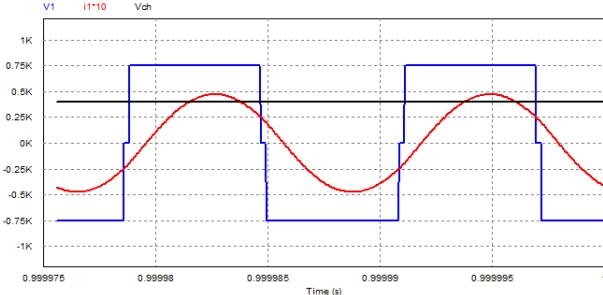


Fig. 4. Forme d'ondes typiques au primaire du coupleur (v_1 , i_1 , V_{ch})

Sur le schéma simplifié de la Fig. 5, les tensions v_1 et v_2 représentent les termes fondamentaux définis par, en valeur efficace :

$$V_{1\text{eff}} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cdot V_e \cdot \sin(\alpha_1 \cdot \pi) \quad (1)$$

$$V_{2\text{eff}} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \cdot V_{ch} \quad (2)$$

$$\text{Avec : } R_S = \frac{8}{\pi^2} \cdot R_{ch} \quad (3) \quad I_{ch} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_{2\text{eff}} \quad (4)$$

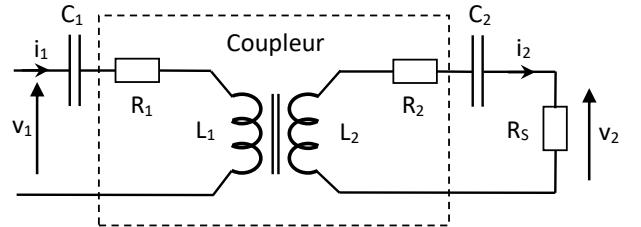


Fig. 5. Schéma équivalent au premier harmonique

A partir des équations du coupleur, nous pouvons, pour une fréquence quelconque, exprimer les relations entre les principales grandeurs :

$$\underline{V}_1 = j \cdot L_1 \cdot \omega \cdot \underline{I}_1 + R_1 \cdot \underline{I}_1 + \frac{\underline{I}_1}{j \cdot C_1 \cdot \omega} - j \cdot M \cdot \omega \cdot \underline{I}_2 \quad (5)$$

$$j \cdot M \cdot \omega \cdot \underline{I}_1 - j \cdot L_2 \cdot \omega \cdot \underline{I}_2 = (R_S + R_2) \cdot \underline{I}_2 + \frac{\underline{I}_2}{j \cdot C_2 \cdot \omega} \quad (6)$$

On peut, avec ces deux expressions, exprimer les courants \underline{I}_1 et \underline{I}_2 :

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{V}_1 \cdot \left((R_S + R_2) + j \cdot L_2 \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_2 \cdot \omega} \right)}{(M \cdot \omega)^2 + \left(R_1 + j \cdot L_1 \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_1 \cdot \omega} \right) \cdot \left((R_S + R_2) + j \cdot L_2 \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_2 \cdot \omega} \right)} \quad (7)$$

$$\underline{I}_2 = \frac{j \cdot M \cdot \omega \cdot \underline{V}_1}{(M \cdot \omega)^2 + \left(R_1 + j \cdot L_1 \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_1 \cdot \omega} \right) \cdot \left((R_S + R_2) + j \cdot L_2 \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_2 \cdot \omega} \right)} \quad (8)$$

Dans un premier temps, et afin de montrer le comportement du convertisseur, nous pouvons simplifier cette expression en considérant d'une part les résistances des bobinages nulles et d'autre part en se plaçant à la fréquence de résonance définie par :

$$F_R = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_1 \cdot C_1}} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{L_2 \cdot C_2}} \quad (9)$$

L'expression du courant secondaire \underline{I}_2 (8) se simplifie et met en évidence le comportement en source de courant de la structure.

$$\underline{I}_2 = \frac{j \cdot \underline{V}_1}{M \cdot \omega} \quad \text{soit :} \quad I_{ch} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{V_e \cdot \sin(\alpha_1 \cdot \pi)}{M \cdot \omega_R} \quad (10)$$

A la résonance, le courant de charge est donc indépendant de la tension de la charge et peut être contrôlé par l'onduleur.

On peut noter dès à présent le rôle important de la mutuelle, donc du couplage. De la même façon, on peut exprimer le courant primaire :

$$I_1 = \frac{V_2}{jM\omega_R} \quad (11)$$

Cette dernière relation montre que le courant primaire ne dépend que de la tension de sortie ; dans le cas d'une charge de batteries à tension pratiquement constante, il sera nécessaire d'agir sur le pont onduleur de sortie pour minimiser ce courant à puissance variable.

Les deux expressions (10) et (11) permettent d'évaluer les contraintes en tension sur les condensateurs de résonance que l'on peut exprimer en fonction du coefficient de couplage k :

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} = \frac{1}{m} \frac{M}{L_1} = m \frac{M}{L_2} \quad (12)$$

$$V_{C1eff} = \frac{I_{1eff}}{C_1\omega_R} = \frac{V_{2eff}}{C_1 M \omega_R^2} = \frac{1}{k} \cdot \frac{4 V_{ch}}{m \pi \sqrt{2}} \quad (13)$$

$$V_{C2eff} = \frac{I_{2eff}}{C_2\omega_R} = \frac{V_{1eff}}{C_2 M \omega_R^2} = \frac{1}{k} \cdot \frac{4 m V_e \sin(\alpha_1 \pi)}{\pi \sqrt{2}} \quad (14)$$

Avec le rapport de transformation : m = N₂/N₁. Ces deux relations, valables uniquement à la résonance, montrent que la tenue en tension est inversement proportionnelle au coefficient de couplage et pourra donc prendre des valeurs élevées pour les grands entrefers.

$$\underline{V}_1 = \frac{Z_1 \underline{V}_2}{M \omega} + j \left(\frac{Z_1 Z_2}{M \omega} - M \omega \right) \underline{I}_2 \quad (15)$$

2.3. Caractéristiques de sortie

L'approche précédente à la fréquence de résonance est insuffisante compte tenu du fait qu'il sera difficile d'être parfaitement accordé. En effet, les incertitudes sur les valeurs des condensateurs de compensation et sur le positionnement rendront impossible ce réglage. Par ailleurs, l'action sur la fréquence sera nécessaire pour garantir une phase minimale en sortie de l'onduleur pour garantir le bon mode de commutation.

Afin d'exprimer le courant de charge en fonction de la tension de sortie et des autres paramètres de commande, nous utilisons l'équation (8) avec R₁ = R₂ = 0 et en posant :

$$Z_1 = L_1 \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \quad \text{et} \quad Z_2 = L_2 \omega - \frac{1}{C_2 \omega}$$

On obtient :

$$\begin{aligned} \underline{V}_1 &= \frac{j Z_1 (R_s + j Z_2) \underline{I}_2}{j M \omega} - j M \omega \underline{I}_2 \\ \underline{V}_1 &= \frac{Z_1 \underline{V}_2}{M \omega} + j \left(\frac{Z_1 Z_2}{M \omega} - M \omega \right) \underline{I}_2 \end{aligned} \quad (15)$$

Nous pouvons remarquer que v₂ et i₂ sont en phase, conséquence du comportement résistif du redresseur de sortie. On en déduit, à l'aide des relations (1), (2) et (4) :

$$\left(\frac{4}{\pi \sqrt{2}} V_e \sin(\alpha_1 \pi) \right)^2 = \left(\frac{Z_1 \frac{4}{\pi \sqrt{2}} V_{ch}}{M \omega} \right)^2 + \left(\frac{Z_1 Z_2}{M \omega} - M \omega \right)^2 \left(\frac{\pi}{2 \sqrt{2}} I_{ch} \right)^2$$

Il en résulte une expression directe du courant de la charge (I_{ch}) en fonction de la tension V_{ch} et de la fréquence :

$$I_{ch} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{\sqrt{(M \omega V_e \sin(\alpha_1 \pi))^2 - (Z_1 V_{ch})^2}}{|Z_1 Z_2 - (M \omega)^2|} \quad (16)$$

Ces caractéristiques de charge sont représentées sur la Fig. 6 pour 3 fréquences : la fréquence de résonance (80 kHz, générateur de courant), la fréquence nominale Fn de 81,7 kHz permettant d'obtenir 20 kW à 400 V et une fréquence plus haute (85 kHz) limitant la puissance.

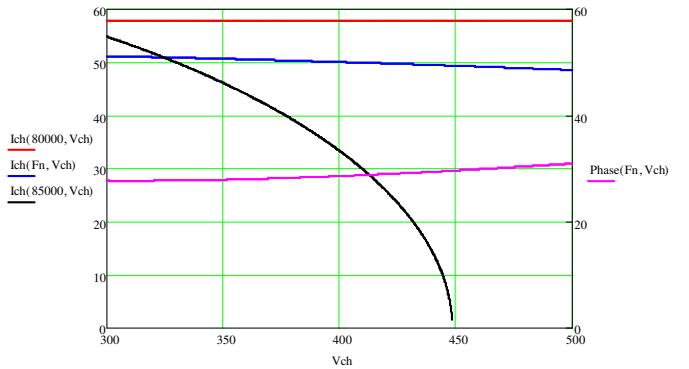


Fig. 6. Caractéristiques de sortie et phase primaire

Le fonctionnement au-delà de la fréquence de résonance permet de garantir le mode de commutation ZVS (Zero-Voltage-Switching) pour l'onduleur. Il faut pour cela un caractère inductif de l'impédance vue par l'onduleur que l'on peut exprimer à partir de l'équation (7) :

$$\varphi_1 = \arg \left(\frac{\underline{V}_1}{I_1} \right) = \arg \left(\frac{(M \omega)^2 + j Z_1 (R_s + j Z_2)}{R_s + j Z_2} \right) \quad (17)$$

Cette phase demeure positive et sera de l'ordre de 30° pour la fréquence nominale choisie.

Cette mise en équations du convertisseur sera exploitée pour son dimensionnement une fois connues les caractéristiques du coupleur.

3. DIMENSIONNEMENT ET MODELISATION DU COUPLEUR

3.1. Puissance transmissible pour une compensation série-série

Le dimensionnement d'un coupleur à grand entrefer demeure un exercice difficile par rapport à celui d'un transformateur classique. D'une part, il n'y a pas de noyaux magnétiques standards ; d'autre part, le faible couplage impose de revoir le principe de dimensionnement par rapport à la méthode du produit des aires, qui, par ailleurs, donne de très bons résultats pour un transformateur haute fréquence classique. La connaissance de l'inductance mutuelle (M) et donc du coefficient de couplage (k) reste un point clé pour ce processus de dimensionnement.

Par ailleurs, le choix de la forme du système magnétique est à considérer ; on retrouve usuellement des formes planaires en E ou simplement en I de rapport de forme important (faible épaisseur devant les deux autres dimensions, Fig. 7). On peut retrouver également des formes coaxiales lorsqu'il s'agit de transférer de l'énergie vers une partie tournante [5].

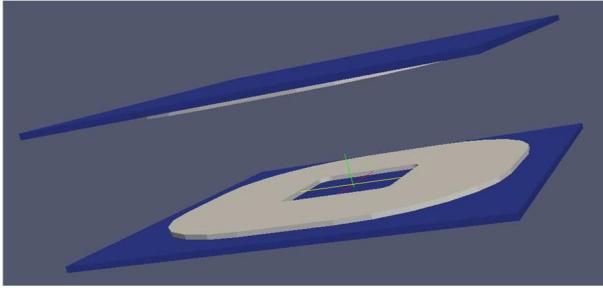


Fig. 7. Structure planaire du coupleur

Une première approche de pré-dimensionnement sera effectuée sur la base du schéma équivalent de la Fig. 5, en négligeant les pertes (avec $R_1, R_2 = 0$) et en considérant que l'on opère à la fréquence de résonance.

La puissance P_{ch} que l'on désire transmettre s'exprime par : $P_{ch} = V_1 \cdot I_1$ soit $I_1 = \frac{P_{ch}}{V_1}$

Avec un facteur de puissance unitaire au voisinage de la résonance.

$$P_{ch} = R_{ch} \cdot I_{ch}^2 = R_s \cdot I_2^2 \quad \text{soit} \quad I_2 = \sqrt{\frac{P_{ch}}{R_s}}$$

A l'aide de la relation (10), nous pouvons exprimer la mutuelle inductance nécessaire :

$$M \cdot \omega_R = \frac{V_1}{I_2} = V_1 \cdot \sqrt{\frac{R_s}{P_{ch}}} \quad (18)$$

Si on appelle M_u la mutuelle inductance unitaire pour une spire, tel que : $M = N_1 \cdot N_2 \cdot M_u$, on obtient :

$$N_1 \cdot N_2 = \frac{V_1 \cdot \sqrt{\frac{R_s}{P_{ch}}}}{M_u \cdot \omega_R} \quad (19)$$

Par ailleurs, les ampères-tours primaire et secondaire s'expriment par :

$$N_1 \cdot I_1 = \frac{N_1 \cdot P_{ch}}{V_1} \quad \text{et} \quad N_2 \cdot I_2 = \frac{V_1}{N_1 \cdot M_u \cdot \omega_R}$$

Les densités de courant au primaire (J_1) et au secondaire (J_2) s'expriment en fonction des nombres de spires, du coefficient de foisonnement (λ) et des sections des bobinages primaire (S_1) et secondaire (S_2) :

$$J_1 = \frac{N_1 \cdot I_1}{\lambda \cdot S_1} \quad \text{et} \quad J_2 = \frac{N_2 \cdot I_2}{\lambda \cdot S_2}$$

Les nombres de spires peuvent désormais être déterminés en cherchant à minimiser les pertes propres par effet Joule. Ces pertes s'expriment par :

$$P_J = \rho \cdot \lambda \cdot (V_{O1} \cdot J_1^2 + V_{O2} \cdot J_2^2)$$

V_{O1} et V_{O2} étant les volumes des bobinages et ρ la résistivité du conducteur. Ces pertes peuvent s'exprimer en fonction du nombre de spires primaire :

$$P_J = \rho \cdot \lambda \left(N_1^2 \cdot \frac{V_{O1} \cdot P_{ch}^2}{\lambda^2 \cdot S_1^2 \cdot V_1^2} + \frac{1}{N_1^2} \cdot \frac{V_{O2} \cdot V_1^2}{\lambda^2 \cdot S_2^2 \cdot M_u^2 \cdot \omega_R^2} \right)$$

La minimisation de ces pertes permet de déterminer les nombres de spires :

$$N_1 = \frac{V_1 \cdot \sqrt{q_s \cdot q_v}^{-1/4}}{\sqrt{M_u \cdot \omega_R \cdot P_{ch}}} \quad (20)$$

$$\text{en posant} \quad q_s = \frac{S_1}{S_2} \quad \text{et} \quad q_v = \frac{V_{O1}}{V_{O2}}$$

L'équation (19) permet d'en déduire N_2 :

$$N_2 = \frac{q_v^{1/4}}{\sqrt{q_s}} \sqrt{\frac{R_s}{M_u \cdot \omega}} \quad (21)$$

La puissance maximale transmissible peut être déduite de la densité de courant J_1 et de la relation (20). On obtient :

$$J_1 = \frac{N_1 \cdot I_1}{\lambda \cdot S_1} = \frac{N_1 \cdot P_{ch}}{\lambda \cdot S_1 \cdot V_1} = \frac{V_1 \cdot \sqrt{q_s \cdot P_{ch} \cdot q_v}^{-1/4}}{\sqrt{M_u \cdot \omega_R \cdot P_{ch}} \cdot \lambda \cdot S_1 \cdot V_1}$$

$$P_{ch\max} = \lambda^2 \cdot S_1 \cdot S_2 \cdot M_u \cdot \omega_R \cdot J_1^2 \cdot \sqrt{q_v} \quad (22)$$

Cette relation montre, à travers la mutuelle unitaire M_u , la nécessité de maximiser le couplage. Il demeure la difficulté d'évaluation de cette mutuelle unitaire, elle-même dépendante des sections de bobinage et de leur forme. Par ailleurs, la fréquence est un paramètre important qui permettra d'augmenter la puissance transmissible à sections de bobinages données, comme c'est le cas pour un transformateur classique. La densité de courant et la fréquence seront deux paramètres importants pour optimiser le système.

3.2. Détermination de la mutuelle unitaire

Des simulations par éléments finis sont nécessaires pour calculer la mutuelle unitaire en fonction des dimensions. Un processus d'optimisation préalable [8] a montré qu'il était préférable d'avoir un bobinage « étalé » de faible hauteur, tel que celui représenté Fig. 7. Les simulations seront effectuées en magnétostatique en 3 dimensions selon la géométrie représentée Fig. 8.

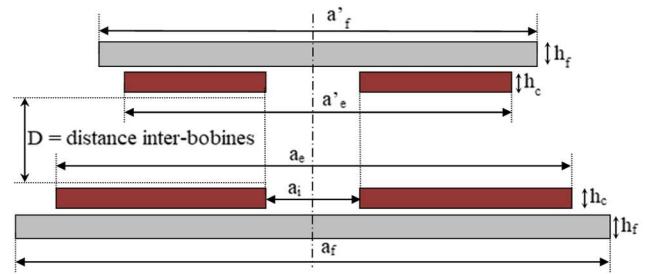


Fig. 8. Vue en coupe du coupleur

L'inducteur (primaire, partie au sol) présente un bobinage carré de dimensions intérieure : $a_i = 100$ mm et extérieure : a_e variable, cote qui sera déterminée par la puissance à transmettre.

L'induit (secondaire, partie embarquée) présente une dimension extérieure telle que $a_e' = a_e - 200$ mm, garantissant que le secondaire reste en vis-à-vis du primaire en fonction de la tolérance de positionnement (± 100 mm, tolérance maximale de la norme pour le positionnement latéral [5]).

Les autres dimensions sont :

- Epaisseur du circuit magnétique : $h_f = 10$ mm, valeur résultant d'un processus d'optimisation [8].

- Epaisseur du bobinage : $h_c = 9$ mm (hauteur du fil de Litz).
- Largeur des circuits magnétiques (ferrite) primaire et secondaire : $a_f = 1,2.a_e$ et $a_f' = 1,2.a_e'$. Le matériau présente une perméabilité relative de 2300.

La simulation est effectuée pour une distance inter-bobines (D) comprise entre 14 cm et 21 cm (gamme intermédiaire Z2 de la norme). Cette dimension correspond à la garde au sol du véhicule. Néanmoins, la norme prévoit que la partie au sol puisse dépasser de 70 mm ; en conséquence, notre simulation pourra couvrir la gamme Z3 la plus importante (17-25 cm). Enfin, ces simulations tiennent compte d'une distance d'isolement de 5 mm de part et d'autre de chaque bobine.

Une première simulation a été effectuée avec des rayons de courbure importants, tel que montré sur la Fig. 7. Les résultats obtenus sont environ 30% moins bons que ceux de bobinages carrés. Nous retiendrons donc la géométrie de la Fig. 9 sachant qu'un faible rayon de courbure sera toutefois nécessaire pour faciliter le placement des fils de Litz.

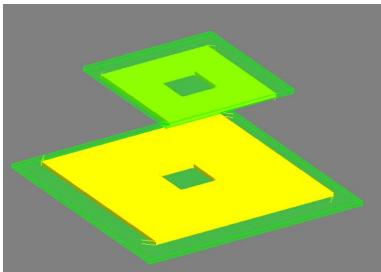


Fig. 9. Vue 3D de la simulation effectuée

Les résultats de simulation sont tracés en fonction de la dimension du bobinage primaire (a_e) pour les valeurs extrêmes de la distance inter-bobines D. La Fig. 10 montre la mutuelle par spire en nH alors que la Fig. 11 représente les inductances propres.

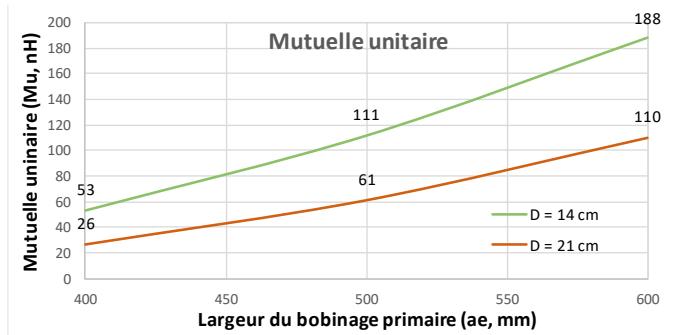


Fig. 10. Simulation de la mutuelle par spire (Mu)

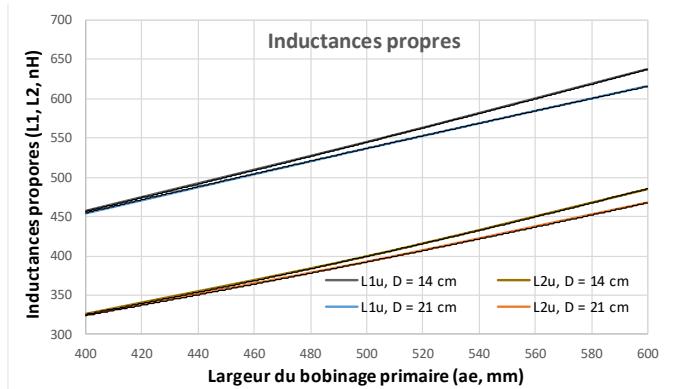


Fig. 11. Simulation des inductances propres par spire L_1, L_2

4. DIMENSIONNEMENT ET REALISATION DU COUPLEUR

4.1. Pré-dimensionnement

Le coupleur sera dimensionné pour la distance D la plus contraignante (21 cm, simulé avec 22 cm) et pour la puissance de 20 kW. La puissance transférable est estimée avec la relation (22) $P_{ch\max} = \lambda^2 \cdot S_1 \cdot S_2 \cdot M_u \cdot \omega_R \cdot J_1^2 \cdot \sqrt{q_v}$

(22) en considérant les dimensions de la Fig. 8 et un coefficient de foisonnement de $\lambda = 0,26$. Ce coefficient tient compte de celui du fil de Litz (~ 0,43) et de l'espacement interspires. Les autres paramètres sont :

- la fréquence nominale de fonctionnement de 85 kHz, imposée par la norme ($81,38 < f < 90$ kHz),
- la densité de courant primaire est choisie à une valeur faible (< 1,5 A/mm²) afin de limiter les pertes par proximité. Cela conduira au choix d'un fil de Litz de l'ordre de 25 mm².

la puissance transférable est représentée Fig. 12 en fonction des dimensions de la bobine primaire pour trois configurations :

- géométrie carrée, distance inter-bobines de 14 cm [1],
- géométrie carrée, distance inter-bobines de 21 cm [2],
- géométrie ronde, distance inter-bobines de 21 cm [3].

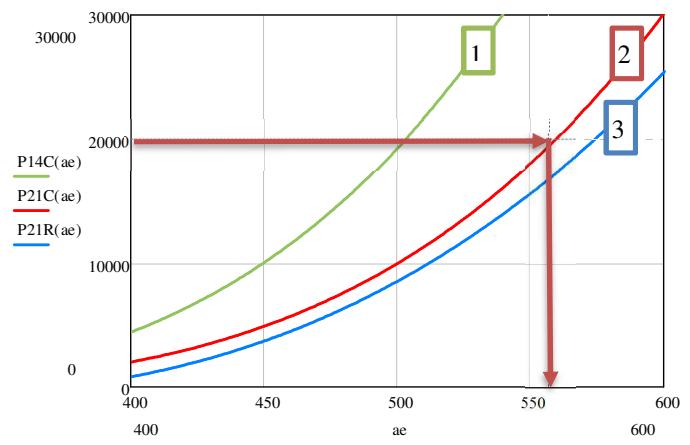


Fig. 12. Puissance transférable

En accord avec ce pré-dimensionnement, nous retiendrons finalement un bobinage primaire de 560 mm de côté.

4.2. Réalisation du coupleur

A partir du dimensionnement développé au paragraphe 3, les nombres de spires sont fixés à $N_1=23$ et $N_2=12$ pour une distance inter-bobines de 21 cm. La réalisation pratique du support permet d'ajouter ou retrancher une spire sur chaque enroulement. A partir de ces nombres de spires, il est possible de déterminer les densités de courant, respectivement 1,46 A/mm² au primaire et 2,2 A/mm² au secondaire. Ces densités sont différentes compte tenu de la différence de volume des bobinages, ce qui conduit à des sections de conducteurs identiques au primaire et au secondaire.

Ainsi, les bobinages primaire et secondaire ont été réalisés avec le même fil de Litz (3180 brins de 0,1 mm, soit 25 mm²) et sont logés sur des supports plastique (POM C) puis reportés sur des circuits magnétiques en ferrite (SP 30-28-93, matériau 3C90) de dimensions extérieures 665*655 mm (Fig. 13). Deux plaques d'aluminium de 5 mm d'épaisseur sont placées à l'extérieur des circuits magnétiques pour améliorer le blindage [2]. Ces plaques ont pour dimensions extérieures 800*800 mm (primaire) et 600*600 mm (secondaire).



Fig. 13. Vue du coupleur réalisé

4.3. Caractérisation du coupleur

La caractérisation du coupleur est réalisée à l'aide du pont d'impédance Keysight E4990A-120. Les résultats ci-dessous comparent les valeurs caractéristiques L_1 , L_2 et M entre les mesures et les simulations de la Fig. 11.

Tableau 1. Comparaison caractérisations / simulations

$N_1=23$ spires	$N_2=12$ spires	L_1 (μ H)	L_2 (μ H)	M (μ H)
D=14 cm	Mesures	316,15	75,17	38,79
	Simulation	309,21	63,4	42,28
D=21 cm	Mesures	315,81	73,53	21,13
	Simulation	316,78	64,15	22,95

Les mesures sont très proches de la simulation pour le primaire ; néanmoins, des écarts sont observés pour le secondaire (+15%) que l'on peut expliquer par la longueur de fil supplémentaire prévue pour changer le nombre de spires. Pour le point de fonctionnement choisi ($D = 21$ cm), l'erreur sur la mutuelle est de -8%. La Fig. 14 montre le relevé fréquentiel de l'impédance à vide du coupleur seul, vue du primaire, entre 1 kHz et 10 MHz. On note la première résonance parasite à la fréquence de 580 kHz.

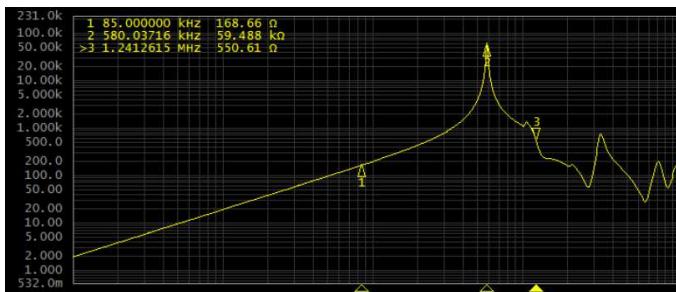


Fig. 14. Impédance du coupleur à vide, vue du primaire

5. DIMENSIONNEMENT ET REALISATION DU CONVERTISSEUR

5.1. Choix des éléments de compensation

Les condensateurs de compensation sont déterminés avec les inductances propres et la fréquence de résonance, elle-même de valeur inférieure à la fréquence de travail de 85 kHz. Pour une fréquence de résonance de 80 kHz, les valeurs retenues sont :

- $C_1 = 12,5 \text{ nF}$ $V_{C1\text{eff}} \sim 5,3 \text{ kV}$
 - $C_2 \equiv 50 \text{ nF}$ $V_{C2\text{eff}} \sim 2,2 \text{ kV}$

Ces valeurs sont réalisées avec des condensateurs unitaires de 100 nF / 1000 V (CELEM) selon l'agencement suivant :

- C_1 : 8 condensateurs en série
 - C_2 : 4 ensembles en série de 2 condensateurs en //

5.2. Réalisation des ponts onduleur

Les onduleurs d'entrée (Fig. 15) et de sortie sont basés sur une structure classique 2 niveaux à transistors SiC 1200 V (Modules Microsemi APTMC120AM55CT1AG pour le primaire et APTMC120AM20CT1AG pour le secondaire). Les deux convertisseurs sont refroidis par une plaque à eau (ATS-CP1002). L'ensemble de la structure est piloté par un FPGA (Altera cyclone IV).

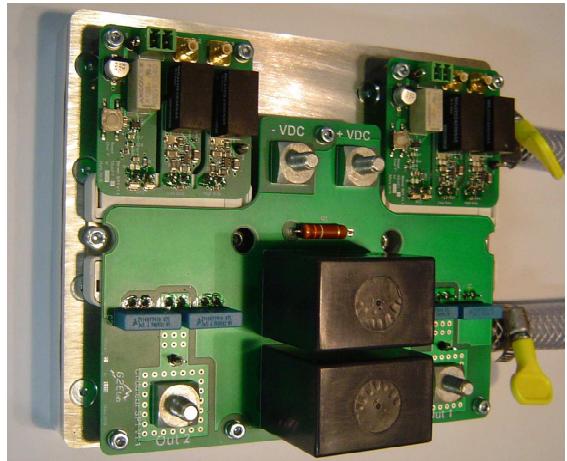


Fig. 15. Vue de l'onduleur primaire

5.3. Résultats expérimentaux

Les premiers tests en basse puissance ont rapidement révélé des problèmes de tenue en tension du coupleur. Des distances d'isolement ont dû être augmentées, en particulier pour les fils d'alimentation du coupleur et le secondaire en contact avec le circuit magnétique.

Les tensions de bus sont de 750V pour le primaire et 400V pour le secondaire, les deux onduleurs fonctionnent au voisinage de 81 kHz. La variation de puissance est assurée par le déphasage entre l'onduleur primaire et secondaire (cf. paragraphe 6). Les relevés expérimentaux à puissance nominale (20 kW délivré à la batterie en mode chargeur) montrent l'allure des courants dans le coupleur et les tensions issues des onduleurs (Fig. 16). La courbe du rendement de l'ensemble de la structure (onduleur primaire + coupleur + onduleur secondaire) en fonction de la puissance est donnée Fig. 17. Ce rendement atteint 92,5% à la puissance nominale. L'imagerie thermique met en évidence les pertes du bobinage primaire (Fig. 18). On peut noter sur cette figure la mauvaise répartition spatiale des pertes, conséquence de la non-homogénéité du champ dans le bobinage. Par ailleurs un échauffement anormal des bobinages a entraîné une dérive thermique du point de fonctionnement en boucle ouverte. Une première investigation a mis en évidence des pertes supplémentaires dans le fil de Litz liées à des courants de circulation entre torons au sein d'un même conducteur.

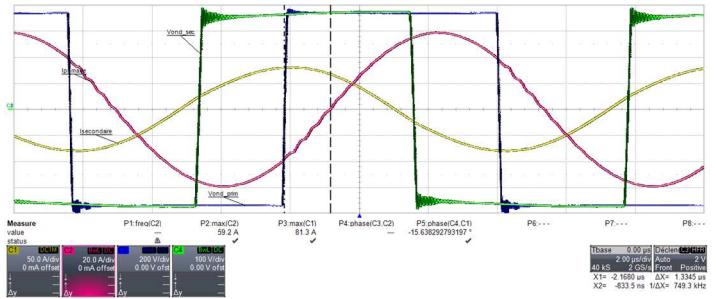


Fig. 16. Formes d'ondes relevées à puissance nominale (tracé bleu : v_1 (200V/div), tracé rouge : i_1 (20A/div), tracé vert : v_2 (100V/div), tracé jaune : i_2 (50A/div))

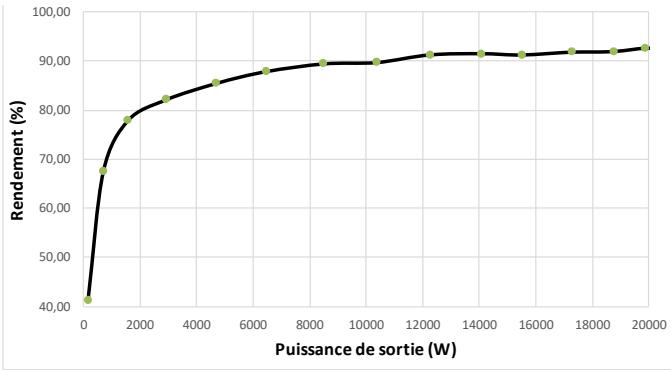


Fig. 17. Rendement du convertisseur

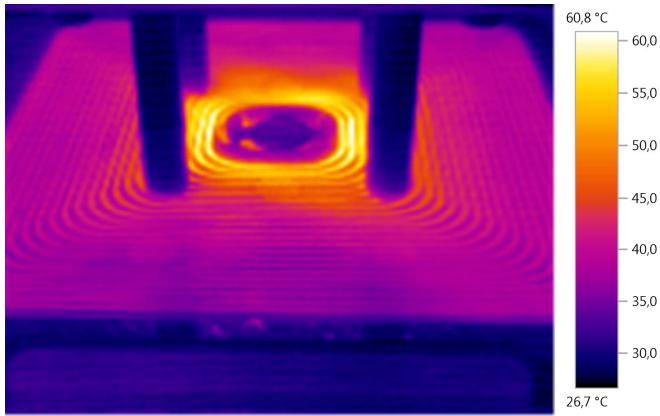


Fig. 18. Mesure de l'échauffement du primaire

6. FONCTIONNEMENT REVERSIBLE VEHICLE-TO-GRID

6.1. Modélisation

La réversibilité est rendue possible par les deux ponts onduleurs et pourra être contrôlée par le déphasage entre leurs commandes. Afin de faire le parallèle avec le Dual-Active-Bridge (DAB, [9]), le schéma Fig. 19-a représente le modèle à 3 inductances avec la compensation. Ce modèle présente l'avantage de faire apparaître un coupleur parfait dont le rapport de transformation est égal au rapport du nombre de spires. Les relations entre les éléments de ce schéma et les éléments L_1 et L_2 et M sont explicitées ci-dessous :

$$L_{F1} = (1 - k_1) \cdot L_1 \text{ avec } k_1 = \frac{1}{m} \cdot \frac{M}{L_1} \quad (23)$$

$$L_{F2} = (1 - k_2) \cdot \frac{L_2}{m^2} \text{ avec } k_2 = m \cdot \frac{M}{L_2} \quad (24)$$

$$L_M = k_1 \cdot L_1 = k_2 \cdot \frac{L_2}{m^2} \quad (25)$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} = \sqrt{k_1 \cdot k_2} \quad (26)$$

Remarque : En présence d'un système magnétique symétrique (géométries du primaire et du secondaire identiques), les coefficients de couplage k_1 et k_2 seraient égaux et par conséquent $L_{F1} = L_{F2}$.

Les éléments du schéma en T (Fig. 19-b) sont explicités ci-dessous en régime sinusoïdal :

$$Z_{T1} = j \cdot (1 - k_1) \cdot L_1 \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot C_1 \cdot \omega} = \frac{1 - (1 - k_1) \cdot L_1 \cdot C_1 \cdot \omega^2}{j \cdot C_1 \cdot \omega} \quad (27)$$

$$Z_{T2} = j \cdot (1 - k_2) \cdot \frac{L_2}{m^2} \cdot \omega + \frac{1}{j \cdot m^2 \cdot C_2 \cdot \omega} = \frac{1 - (1 - k_2) \cdot L_2 \cdot C_2 \cdot \omega^2}{j \cdot m^2 \cdot C_2 \cdot \omega} \quad (28)$$

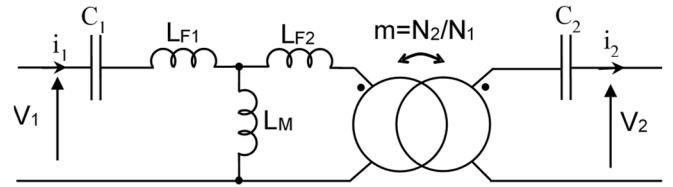
$$Z_{TM} = j \cdot k_1 \cdot L_1 \cdot \omega \quad (29)$$

Ce schéma peut être transformé en Π afin d'expliquer l'impédance série (notée Z) entre les onduleurs (Fig. 19-c). Avec la transformation de Kennelly, on peut en déduire l'expression de Z :

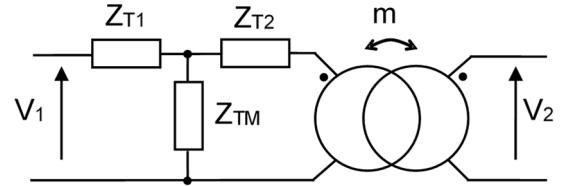
$$Z = Z_{T1} + Z_{T2} + \frac{Z_{T1} \cdot Z_{T2}}{Z_{TM}} \quad (30)$$

Cette impédance s'exprime, à la résonance :

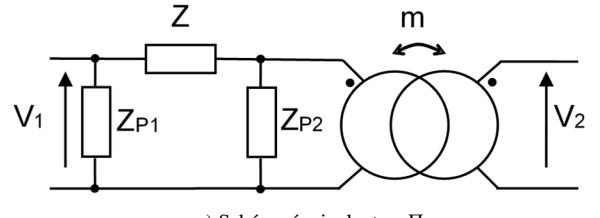
$$Z = -j \cdot k_1 \cdot L_1 \cdot \omega_R = -j \cdot \frac{M}{m} \cdot \omega_R \quad (31)$$



a) Schéma équivalent avec compensation



b) Schéma équivalent en T



c) Schéma équivalent en Π

Fig. 19. Schémas équivalents

L'impédance Z permettra de réutiliser les principaux résultats du DAB, en particulier l'expression de la puissance qui est fonction du déphasage entre les ponts d'entrée et de sortie. Toutefois, compte tenu du caractère négatif de cette impédance, le sens de transfert sera opposé à celui d'un DAB classique à inductance de liaison. La puissance transférée s'exprimera alors par la relation suivante :

$$P = \frac{|V_1| \left| \frac{V_2}{m} \right| \cdot \sin(-\varphi)}{|Z|} = \frac{|V_1| \cdot |V_2| \cdot \sin(-\varphi)}{M \cdot \omega_R} \quad (32)$$

P étant la puissance fournie à la batterie et φ le retard du pont secondaire par rapport au pont primaire. Il faudra donc imposer une phase avance ($\varphi < 0$) pour le mode chargeur et une phase arrière pour le mode transférant de la puissance de la batterie vers le réseau (V2G). On retrouve dans cette expression une puissance inversement proportionnelle à l'impédance de la mutuelle M ($M \cdot \omega_R$), comme pour les courants I_1 et I_2 .

6.2. Principe de commande retenu

La commande en déphasage (φ) permet le contrôle de la puissance à fréquence et tensions données. La Fig. 20 ci-dessous illustre la variation de puissance entre + 20 kW (chargeur) et - 20 kW (mode V2G) pour une fréquence fixée à 81,7 kHz.

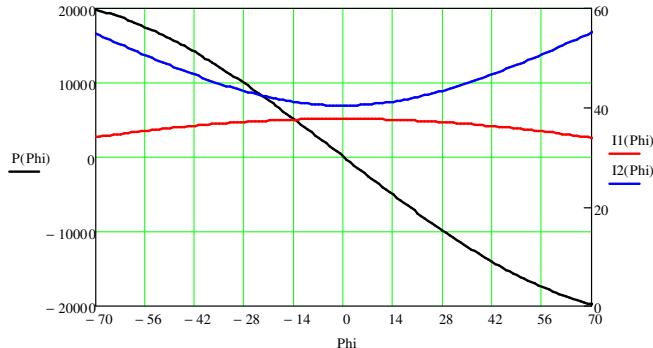


Fig. 20. Puissance et courants en fonction du déphasage φ

Ce choix de commande impose deux contraintes : d'une part il faudra une communication sans fil en temps réel entre les deux onduleurs pour contrôler ce déphasage, d'autre part on peut constater avec l'évolution des courants un mauvais facteur de puissance des onduleurs en dehors du point nominal.

La minimisation des courants à puissance variable, en particulier lors du passage d'un mode à l'autre, nécessitera de recourir aux commandes α_1 , α_2 de chaque onduleur. Afin de garantir le mode ZVS sur chacun d'eux, la commande des rapports cycliques devra être en lien avec le déphasage φ . La Fig. 21 montre un exemple d'évolution de ces 3 commandes garantissant le mode ZVS lors du démarrage du convertisseur.

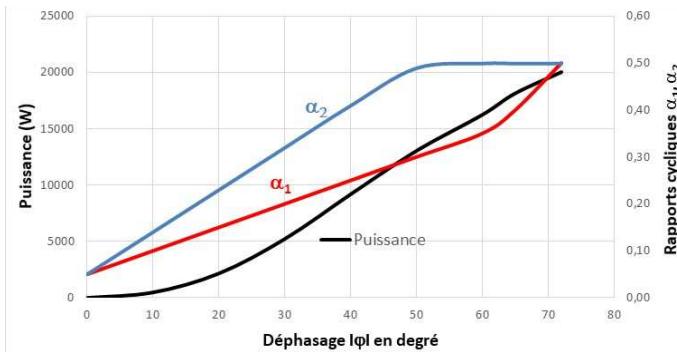


Fig. 21. Commande des rapports cycliques à puissance variable

Afin de simplifier la mise en œuvre de la communication sans fil, il est possible d'agir sur la fréquence et/ou les tensions tout en conservant pour l'un des ponts le fonctionnement « redresseur à diodes ». Ainsi, seul un onduleur sera commandé en fonction du sens de transfert de la puissance :

- mode chargeur : pont 1 en onduleur et pont 2 en diodes,
- mode V2G : pont 1 en diodes et pont 2 en onduleur.

Ce choix permettra, par action sur la fréquence, de limiter le transfert d'informations au seul mode choisi, sans communication temps réel.

Un exemple de relevés expérimentaux est montré sur la Fig. 22 pour le mode V2G (7,25 kW réinjecté au réseau à partir de la batterie).

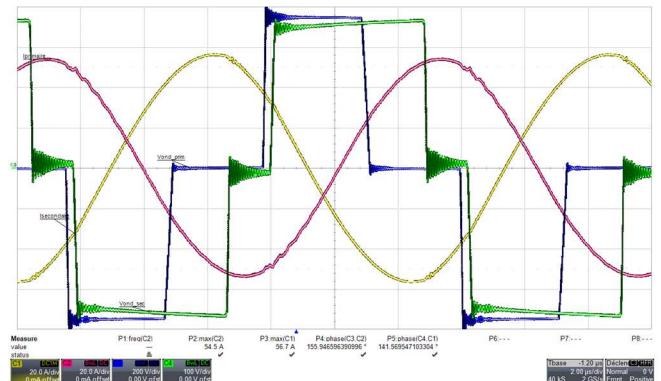


Fig. 22. Relevés expérimentaux pour le mode V2G
(tracé bleu : v_1 (200V/div), tracé rouge : i_1 (20A/div), tracé vert : v_2 (100V/div), tracé jaune : i_2 (20A/div))

7. CONCLUSIONS

Dans le contexte d'une recharge accélérée de véhicule électrique, cet article a présenté la conception d'une structure de conversion adaptée au transfert d'énergie sans contact à grand entrefer. Sur la base d'une structure de conversion à double résonance série-série, une méthode de pré-dimensionnement est proposée nécessitant de simples simulations par éléments finis. La mise en œuvre du coupleur et du convertisseur est détaillée et les résultats expérimentaux confirment la faisabilité de recharge d'un véhicule pour une garde au sol de 21 cm. Enfin, la bidirectionnalité du système est abordée sous l'angle du Dual-Active-Bridge autorisant le renvoi d'énergie vers un réseau de distribution.

Cette première approche de conception devra être complétée par une analyse de sensibilité (écart de positionnement, variation de la garde au sol), par l'amélioration du rendement, en particulier celui du coupleur, ainsi que par l'étude du champ magnétique rayonné à proximité du coupleur pour le respect de la norme.

8. REFERENCES

- [1] DAGA A., MILLER J. M., LONG B. R., KACERGIS R., SCHRAFEL P., WOLGEMUTH J. « Electric Fuel Pumps for Wireless Power transfer », IEEE Power Electronics magazine Vol. 4, N°2, June 2017
- [2] HAMMOUD A. « Charge par induction de véhicules électriques : Analyse du potentiel, limitations, nouveaux concepts », Doctorat de l'Université de Montpellier, 2017.
- [3] SIBUE J. R. « Conception de systèmes d'alimentation sans contact pour la traction ferroviaire », Doctorat de l'Université de Grenoble, 2011
- [4] IBRAHIM M. « Wireless Inductive Charging for Electrical Vehicles: Electromagnetic Modelling and Interoperability Analysis », Doctorat de l'Université Paris-Sud, 2014
- [5] « Wireless Power Transfer for Light-Duty Plug-In/Electric Vehicles and Alignment Methodology », norme SAE J 2954, novembre 2017.
- [6] GOENAGA E. « Conception d'alimentations de puissance d'actionneurs piézo-électriques, avec et sans contact électrique, pour la génération des vibrations mécaniques », Doctorat de l'Université de Grenoble, 2013
- [7] ECKLEBE A., LINDEMANN A. « Analysis and Design of a Contactless Energy Transmission System with Flexible Inductor Positioning for Automated Guided Vehicles », IEEE Industrial Electronics, IECON Conference, Paris, 2006
- [8] KWIMANG G., MEUNIER G., FERRIEUX J-P. « Optimization of a high-efficiency large air-gap transformer », 9th International Symposium on Electric and Magnetic Fields (EMF 2013), Bruges, 2013
- [9] BLANC M. « Optimisation d'une structure de conversion DC/DC réversible pour application aéronautique de forte puissance», Doctorat de la communauté Université Grenoble Alpes, 2017