

Composants magnétiques pour un Dual Active Bridge triphasé (DAB3)

Thierry Martiré¹, Guillaume Pellecuer¹, Thierry Talbert¹, Abdenmour Merrouche^{1,2}, Yassir El-Hachimi¹, Daniel Matt¹

¹ IES, UMR 5214, Université de Montpellier, France,

² PROMES-CNRS, UPR 8521, Université de Perpignan Via Domitia, France

RESUME - Cet article met en avant la réalisation d'un convertisseur Dual-Active Bridge triphasé DAB3 destiné à interfacier des réseaux de transport d'énergie à courant continu. Le principal point abordé est la réalisation du transformateur triphasé du DAB3 dont la structure peut être symétrique ou asymétrique ce qui a un impact important sur les inductances de fuites. Nous comparons la réalisation d'un transformateur monolithique par usinage et l'assemblage de E standards. Plusieurs techniques de commande ont été testées avec notamment une commande à rapport cyclique variable. L'impact de ces commandes ainsi que l'influence des inductances de fuite et des ondulations de courant sur la réalisation du convertisseur, seront analysés.

Mots-clés—DAB triphasé, transformateur, éléments finis, HIL

1. INTRODUCTION

Le courant continu, utilisé dans de nombreuses installations d'énergies renouvelables (stockage, véhicules électriques), se répand dans les réseaux de distribution grâce aux convertisseurs statiques (électroniques de puissance) [1].

Comparés aux réseaux électriques alternatifs existants où

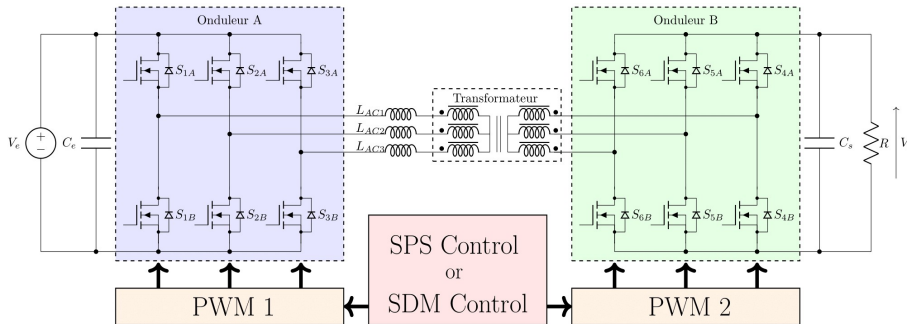


Figure 1: Synoptique du système étudié et réalisé

l'adaptation de la tension et l'isolation électrique sont réalisés par le biais d'un transformateur fonctionnant à la fréquence du réseau et dont le volume et le poids sont importants, les réseaux électriques continus présentent plusieurs avantages significatifs tels qu'une plus grande densité de puissance, une flexibilité accrue, ainsi qu'une absence de puissance réactive. Ils utilisent des convertisseurs statiques de puissance facilement commandable avec des densités volumiques de puissance élevées [2,3]. Ces réseaux continus sont une solution prometteuse pour intégrer et interfacier différentes sources

d'énergies renouvelables et systèmes de stockage d'énergie dans de nombreuses structures qu'elles soient embarquées ou fixes.

Nous avons fait le choix de nous concentrer sur un convertisseur DAB3 de petite puissance (1kW, 48V, rapport 1 : 1) pouvant, par exemple, convenir à des réseaux de bord. La démarche décrite ici peut être étendue à des applications de plus grande puissance.

2. CHOIX DE LA STRUCTURE DE CONVERTISSEUR ET DE SA COMMANDE

Il a été démontré que le convertisseur DAB à pont triphasé nécessite un filtrage considérablement plus faible par rapport à son équivalent monophasé et qu'en raison de cela il a le potentiel d'atteindre une densité de puissance élevée [4].

Dans un convertisseur DAB triphasé, la plage de fonctionnement, les ondulations de courant dans les composants et le rendement sont significativement influencés par des paramètres de conception tels que le rapport de spires du transformateur (n), la fréquence de commutation (f) et l'inductance de fuite (L_f). Les performances du convertisseur varient également en fonction des conditions de fonctionnement, notamment la tension d'entrée, la tension de sortie et le niveau de puissance de sortie. Il est par conséquent important de sélectionner attentivement ces paramètres afin d'optimiser les performances.

Par ailleurs, trois approches géométriques sont possibles pour la conception du composant magnétique ; utiliser trois noyaux distincts et donc un par phase, utiliser deux demi-noyaux de type E ou ETD assemblés pour supporter tous les enroulements tout en sachant que ces noyaux ne sont pas symétriques car les jambes extérieures sont moins épaisses que la jambe centrale ou alors fabriquer un composant aussi symétrique que possible. Ces choix entraînent des répercussions importantes sur la valeur, notamment, des inductances de fuites qui peuvent être utilisées comme inductances AC car toute topologie DAB nécessite, avec son contrôle par déphasage, un composant de stockage d'énergie, en effet, l'inductance de fuite du transformateur peut être utilisée à cette fin, évitant ainsi le recours à des inductances externes volumineuses. La valeur des inductances de fuite est donc un critère de conception important pour le transformateur [5]. L'article [4] souligne d'ailleurs que les transformateurs utilisant l'impédance de fuite comme élément de transfert d'énergie peuvent atteindre des densités de puissance plus élevées, bien

que cette inductance soit difficile à maîtriser lors de la fabrication.

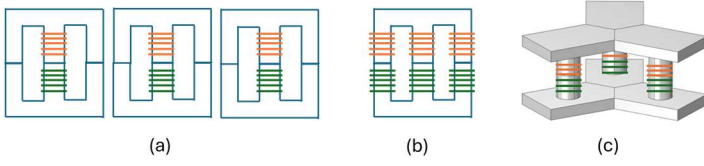


Figure 2 : Structures de transformateur envisageables

Dans une version de ce convertisseur utilisant trois transformateurs monophasés distincts (figure 2a), les auteurs de [6] ont observé un phénomène de saturation sur un ou plusieurs transformateurs, avec des conséquences également bien connues telles qu'une forte augmentation des pertes en tous genres, des déséquilibres dans les tensions aux bornes des enroulements... etc. Les causes de cette saturation sont diverses et on peut citer, par exemple, des temps morts inégaux au niveau de la commande des interrupteurs des demi-ponts, des retards de propagation dans la commande, ou même de la dispersion dans les caractéristiques directes des composants semi-conducteurs. Pour des raisons similaires, une composante continue peut également apparaître dans les tensions ou courants. Les variations dimensionnelles du transformateur, en particulier, induisent des différences d'impédance entre les bras du convertisseur, entraînant une distribution inégale des courants. Ces déséquilibres se manifestent par des écarts d'amplitude et de phase, générant des composantes harmoniques et une puissance réactive conduisant à une augmentation des pertes par effet Joule et à une dégradation des performances globales du convertisseur.

La seconde approche consisterait à utiliser deux demi-noyau de type EE ou ETD (figure 2b) pour disposer de trois jambes et bobiner les enroulements sur ces jambes. Comme dit précédemment, les DAB nécessitent des inductances sur chaque phase pour stocker de l'énergie pendant son fonctionnement. Mais au vu de la géométrie de ces noyaux dans lesquels les jambes extérieures ont une section plus faible que la jambe intérieure un arrangement asymétrique des enroulements entraînerait une inductance de fuite différente dans les différentes phases ce qui d'une part limite l'inductance de fuite maximale réalisable et d'autre part limite le fonctionnement du convertisseur.

On pressent aisément que la densité de flux dans les branches externes sera plus élevée que la densité de flux dans la branche centrale ceci étant dû au fait que la branche centrale a une section transversale supérieure à celle des branches externes. Pour maintenir une densité de flux dans les branches externes sûre et donc inférieure à 0,2 T, le nombre de spires peut être augmenté dans les jambes externes.

Enfin, la troisième possibilité est celle de la figure 2c et nécessite la réalisation d'un composant spécial qui a été fabriqué en sciant des noyaux ETD disponibles dans le commerce avec une scie diamantée pour récupérer la colonne centrale cylindrique. Ensuite, les cylindres de ferrite résultants ont été collés sur des noyaux de type I. Sur une colonne du transformateur, il y a deux phases électriquement indépendantes mais couplées magnétiquement entre elles et aux autres colonnes par diverses inductances mutuelles. Dans ce qui suit, les courants fournis par les onduleurs sont supposés former un système sinusoïdal triphasé équilibré ; nous aurons, au premier harmonique, par exemple pour l'onduleur A : $i_{1A} + i_{2A} + i_{3A} = 0$

On voit à la structure géométrique et symétrique de ce composant que les inductances de fuite seront cette fois égales sinon très proches les unes des autres. Les flux seront également équilibrés et il ne sera plus nécessaire de jouer sur le nombre de spires des enroulements.

Contrairement aux convertisseurs DAB monophasés pour lesquels des stratégies de modulation avancées (telles que l'Extended-Phase-Shift, le Dual-Phase-Shift ou le Phase-Shift plus Pulse-Width Modulation [5]) ont été proposées pour pallier les inconvénients de la modulation par simple déphasage en permettant de contrôler le rapport cyclique de la tension AC appliquée au transformateur en dessous de 50% et bien que de nombreuses recherches soient menées sur les convertisseurs DAB3, la plupart d'entre elles se concentrent sur la stratégie de commande et des améliorations, parfois très complexes, de la topologie du convertisseur [7,8,9].

Le DAB3 décrit dans cet article se compose d'un seul demi-pont par phase avec un déphasage fixe de 120° entre les phases, ce qui rend ces modulations avancées inapplicables. Afin de ne pas complexifier inutilement l'étude du transformateur, nous avons choisi d'utiliser une stratégie de type SPS (single phase shift) qui permet de régler le transfert de puissance entre les ponts par l'ajustement du déphasage entre le système triphasé de commande du pont primaire et celui du pont secondaire.

3. MODELISATION DU CONVERTISSEUR

Que ce soit pour le transformateur de la figure 2b ou celui de la figure 2c, les équations des flux sont les mêmes et sont résumées dans l'équation 1 avec les conventions de la figure 3

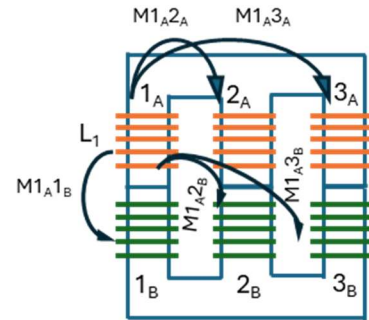


Figure 3 : Notation des inductances propres et mutuelles.

$$\varphi_{1A} = L_{1A} \cdot i_{1A} + M_{1A2A} \cdot i_{2A} + M_{1A3A} \cdot i_{3A} + M_{1A1B} \cdot i_{1B} + M_{1A2B} \cdot i_{2B} + M_{1A3B} \cdot i_{3B}$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{1A} \\ \varphi_{2A} \\ \varphi_{3A} \\ \varphi_{1B} \\ \varphi_{2B} \\ \varphi_{3B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1A} & M_{1A2A} & M_{1A3A} & M_{1A1B} & M_{1A2B} & M_{1A3B} \\ M_{2A1A} & L_{2A} & M_{2A3A} & M_{2A1B} & M_{2A2B} & M_{2A3B} \\ M_{3A1A} & M_{3A2A} & L_{3A} & M_{3A1B} & M_{3A2B} & M_{3A3B} \\ M_{1B1A} & M_{1B2A} & M_{1B3A} & L_{1B} & M_{1B2B} & M_{1B3B} \\ M_{2B1A} & M_{2B2A} & M_{2B3A} & M_{2B1B} & L_{2B} & M_{2B3B} \\ M_{3B1A} & M_{3B2A} & M_{3B3A} & M_{3B1B} & M_{3B2B} & L_{3B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{2A} \\ i_{3A} \\ i_{1B} \\ i_{2B} \\ i_{3B} \end{bmatrix}$$

Equation 1

Sur la diagonale de la matrice se trouvent les inductances propres du transformateur et les autres termes sont les mutuelles inter bobinaux.

Les inductances mutuelles entre colonnes du même onduleur (A ici) sont supposées être identiques et nous notons :

$$M_{1a2a} = M_{1a3a} = M_a$$

En considérant que les courants sont quasi sinusoïdaux car le système triphasé annule l'harmonique 3 s'il est équilibré et que

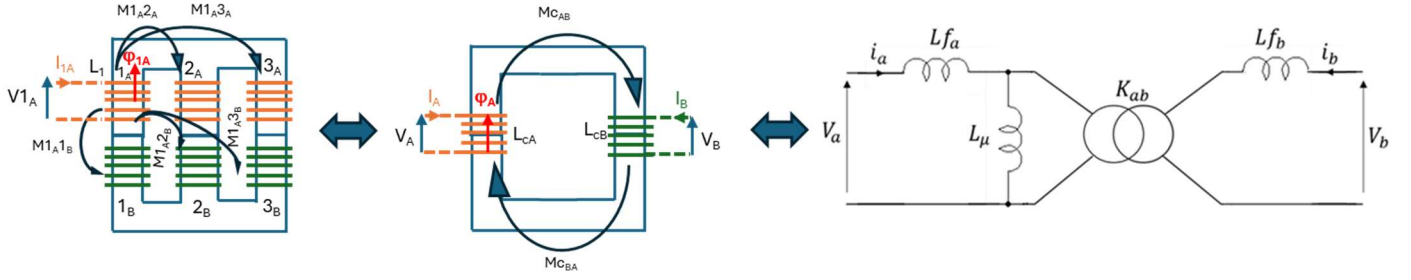


Figure 4 : passage du schéma à transformateur triphasé a son équivalent monophasé

les inductances de fuite filtrent les courants comme un système du 1er ordre ; l'impédance à l'harmonique 5 (1er harmonique non nul) est 5 fois plus grande que celle du fondamental. L'amplitude de l'harmonique 5 de la tension est 5 fois plus petite que celle du fondamental. Nous pouvons en conclure que l'amplitude de l'harmonique 5 du courant est 25 fois plus petite que celle du fondamental et que les courants sont quasi sinusoïdaux on a alors :

$$i_{1A} + i_{2A} + i_{3A} = 0$$

Et :

$$\begin{aligned} L_{1A} \cdot i_{1A} + M_{1A2A} \cdot i_{2A} + M_{1A3A} \cdot i_{3A} \\ = L_{1A} \cdot i_{1A} + M_A \cdot i_{2A} + M_A \cdot i_{3A} \\ = (L_{1A} - M_A) \cdot i_{1A} \end{aligned}$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{1A} \\ \varphi_{2A} \\ \varphi_{3A} \\ \varphi_{1B} \\ \varphi_{2B} \\ \varphi_{3B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1A} & M_A & M_A & M_{1A1B} & M_{1A2B} & M_{1A3B} \\ M_A & L_{2A} & M_A & M_{2A1B} & M_{2A2B} & M_{2A3B} \\ M_A & M_A & L_{3A} & M_{3A1B} & M_{3A2B} & M_{3A3B} \\ M_{1B1A} & M_{1B2A} & M_{1B3A} & L_{1B} & M_B & M_B \\ M_{2B1A} & M_{2B2A} & M_{2B3A} & M_B & L_{2B} & M_B \\ M_{3B1A} & M_{3B2A} & M_{3B3A} & M_B & M_B & L_{3B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \\ i_{2B} \\ i_{2C} \\ i_{3B} \end{bmatrix}$$

Nous définissons alors l'inductance cyclique qui prend en compte l'effet des deux autres phases de l'onduleur A par :

$$L_{CA} = L_{1A} - M_A$$

Les mutuelles entre colonnes et entre onduleurs sont également supposées identiques $M_{1A2B} = M_{1A3B} = M_{AB}$ avec M_{AB} : inductance mutuelle entre les colonnes et entre deux onduleurs. M_{1A1B} est la mutuelle sur la même colonne et entre deux onduleurs :

$$M_{1A1B} \cdot i_{1B} + M_{1A2B} \cdot i_{2B} + M_{1A3B} \cdot i_{3B} = (M_{1A1B} - M_{AB}) \cdot i_{1B}$$

Et par conséquent :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{1A} \\ \varphi_{2A} \\ \varphi_{3A} \\ \varphi_{1B} \\ \varphi_{2B} \\ \varphi_{3B} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1A} & M_A & M_A & M_{1A1B} & M_{AB} & M_{AB} \\ M_A & L_{2A} & M_A & M_{AB} & M_{2A2B} & M_{AB} \\ M_A & M_A & L_{3A} & M_{AB} & M_{AB} & M_{3A3B} \\ M_{1B1A} & M_{BA} & M_{BA} & L_{1B} & M_B & M_B \\ M_{BA} & M_{2B2A} & M_{BA} & M_B & L_{2B} & M_B \\ M_{BA} & M_{BA} & M_{3B3A} & M_B & M_B & L_{3B} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1A} \\ i_{1B} \\ i_{1C} \\ i_{2B} \\ i_{2C} \\ i_{3B} \end{bmatrix}$$

En définissant M_{CAB} l'inductance mutuelle cyclique entre les convertisseurs A et B qui reflète l'impact des enroulements alimentés par le convertisseur B sur ceux du convertisseur A, nous avons

$$M_{CAB} = M_{1A1B} - M_{AB}$$

Le flux magnétique φ_{1A} peut alors être exprimé en tenant compte des contributions des mutuelles cycliques et des inductances propres,

$$\varphi_{1A} = L_{CA} \cdot i_{1A} + M_{CAB} \cdot i_{1B}$$

Plutôt que de modéliser toutes les inductances mutuelles entre les trois jambes du transformateur triphasé, une approche simplifiée consiste à représenter le système en une seule jambe, avec les deux onduleurs ramenés à un système monophasé (figure 4) et donc :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{CA} & M_{CAB} \\ M_{CAB} & L_{CB} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}$$

Il est maintenant possible de relier l'inductance magnétisante et les inductances de fuite du système monophasé à la matrice des inductances et donc aux grandeurs mesurables.

D'après la figure 4 :

$$V_a = (L_\mu + L_{fa}) \cdot \frac{di_a}{dt} + K_{ab} \cdot L_\mu \cdot \frac{di_b}{dt}$$

$$V_b = K_{ab} \cdot L_\mu \cdot \frac{di_a}{dt} + (K_{ab}^2 \cdot L_\mu + L_{fb}) \cdot \frac{di_b}{dt}$$

Ce qui donne :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_\mu + L_{fa} & K_{ab} \cdot L_\mu \\ K_{ab} \cdot L_\mu & K_{ab}^2 \cdot L_\mu + L_{fb} \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix}$$

Et par identification :

$$L_{CA} = L_\mu + L_{fa}$$

$$L_{CB} = K_{ab}^2 \cdot L_\mu + L_{fb}$$

$$M_{CAB} = K_{ab} \cdot L_\mu$$

$$\begin{cases} L_{CA} = L_\mu + L_{fa} \\ L_{CB} = K_{ab}^2 \cdot L_\mu + L_{fb} \\ M_{CAB} = K_{ab} \cdot L_\mu \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} L_\mu = \frac{M_{CAB}}{K_{ab}} \\ L_{fa} = L_{CA} - \frac{M_{CAB}}{K_{ab}} \\ L_{fb} = L_{CB} - K_{ab} \cdot M_{CAB} \end{cases}$$

K_{AB} est le même rapport de transformation que celui du transformateur triphasé d'origine. On peut ainsi faire correspondre les inductances présentes sur le schéma équivalent monophasé de la figure 5 à des grandeurs mesurables avec un analyseur d'impédances.

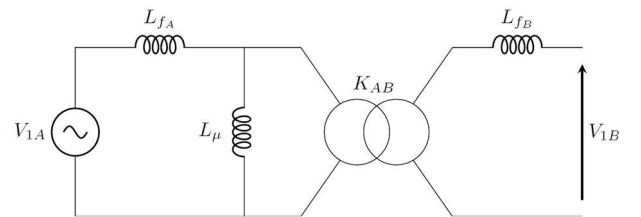


Figure 5 : schéma équivalent monophasé du convertisseur.

Lorsque les enroulements primaires et secondaires du transformateur triphasé sont connectés en étoile, les formes d'ondes présentent une morphologie différente selon que le déphasage entre les ponts est supérieur (figure 6.a) ou inférieur à $\pi/3$ (figure 6.b), on observe qu'il existe douze intervalles dans un cycle de commutation, marqués par une transition de l'état des interrupteurs. Cependant, il suffit de considérer seulement six intervalles puisque le courant présente une symétrie impaire.

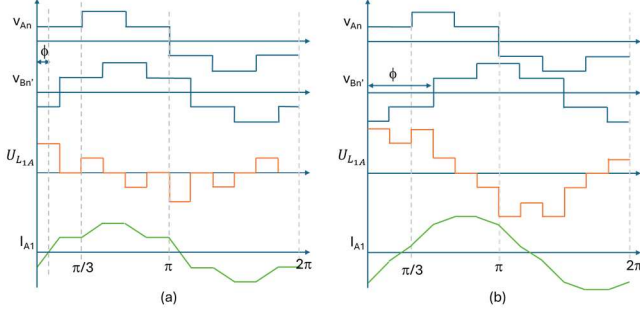


Figure 6 : Chronogrammes pour (a) $\phi < \pi/3$ et (b) $\phi > \pi/3$

Cette complexité de forme rend difficile la modélisation temporelle du convertisseur. Toutefois, les formes d'ondes ne pouvant être décrites par morceaux pour chacun des intervalles et pour chaque configuration d'enroulement (triangle ou étoile), il a été démontré à partir des équations du courant [10] que la puissance transférée est :

$$P(\Phi) = \begin{cases} \frac{V_e V'_s \Phi}{\omega L} \left[\frac{2}{3} - \frac{\Phi}{2\pi} \right] & 0 \leq \Phi \leq \frac{\pi}{3} \\ \frac{V_e V'_s}{\omega L} \left[\Phi - \frac{\Phi^2}{\pi} - \frac{\pi}{18} \right] & \frac{\pi}{3} \leq \Phi \leq \frac{2\pi}{3} \end{cases}$$

Où $V'_s = K_{AB} V_s$ est la tension du secondaire ramenée au primaire. L est l'inductance AC du convertisseur qui peut être la seule inductance de fuite du transformateur ou une combinaison de l'inductance de fuite et d'une inductance externe additionnelle.

4. SIMULATIONS PAR ELEMENTS FINIS

Une étude comparative des deux types de transformateurs (2b et 2c) a été menée.

Les transformateurs ont été simulés en considérant un matériau magnétique linéaire de type 3C90, comme les transformateurs sont assemblés par collage, nous avons ajouté un entrefer de 80μm permettant de rendre compte de la réalité. Les bobinages sont constitués de 6 bobines de 6 spires en utilisant la fonction multi spires homogénéisés. Un volume d'air de forme sphérique est intégré et une couche de domaine de type élément infini en périphérie est ajoutée de manière à reboucler les lignes de champs magnétique qui existent en périphérie (faible intensité cependant). Un modèle Spice a été utilisé pour alimenter les spires. Les bobinages N_{1A} , N_{2A} , N_{3A} alimentés par trois sources de tensions sinusoïdales de 50V d'amplitude à 20kHz et déphasées de 120° entre elles. Une résistance de faible valeur a été ajoutée en série de chaque source de tension. Les bobinages N_{1B} , N_{2B} , N_{3B} ont été quant à eux connectés à 3 résistances formant la charge du transformateur.

Le maillage a été adapté au volume, une étude de la taille des éléments a permis de vérifier la convergence de la simulation.

La matrice d'inductance a été obtenue tant en simulation qu'en expérimentation. Pour ce faire, une bobine est alimentée avec une résistance de grande valeur sur chaque autre bobine et on calcule l'inductance propre et les mutuelles, l'opération est répétée pour chaque bobine.

$$L_i = \frac{1}{2\pi f_{dec}} \frac{\Re(V_i)}{\Im(I_i)} \text{ et } M_{ij} = \frac{1}{2\pi f_{dec}} \frac{\Re(V_j)}{\Im(I_i)}$$

Un premier transformateur, de conception monolithique, a été réalisé par usinage d'un bloc de ferrite massif. Bien que cette configuration offre une structure symétrique, son coût élevé et les difficultés de fabrication pour des puissances importantes nous ont conduit à analyser un second type de transformateur, constitué d'éléments E assemblés. Afin d'évaluer les performances de ces deux modèles, des simulations par éléments finis ont été réalisées à l'aide du logiciel COMSOL Multiphysics.

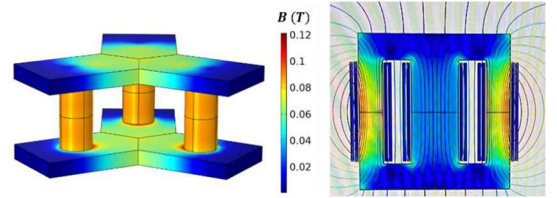


Figure 7 : Simulation COMSOL des deux noyaux magnétiques

La section réduite des jambes externes du E par rapport à la jambe centrale nécessite une adaptation et une optimisation du nombre de spires/tension d'alimentation des bobinages pour d'une part, maintenir la conservation des flux dans le noyau et, d'autre part, équilibrer les courants dans chaque phase. En effet, grâce à l'utilisation des éléments finis (figure 7) nous avons observé que la configuration « E » induit un déséquilibre des inductions magnétiques dans chaque jambe, se manifestant par des déséquilibres de courants dans les bras du convertisseur.

La conclusion de ces simulations a été que le transformateur avec une géométrie en étoile est finalement un choix plus intéressant puisqu'il permet d'avoir des inductances de fuites symétriques et les flux sont également équilibrés et il ne sera plus nécessaire de jouer sur le nombre de spires des enroulements. Un des arguments en défaveur de ce transformateur était sa difficulté de réalisation mais il existe aujourd'hui des solutions industrielles qui permettent d'obtenir deux demi-transformateurs à partir de l'usinage de blocs de ferrite massifs (il est par ailleurs nécessaire d'avoir des demi-transformateurs afin de pouvoir insérer les supports de bobines sur les jambes). L'optimisation de ce transformateur est facilitée par l'utilisation d'un logiciel de simulation en éléments finis tel que COMSOL qui permet également de déterminer sa matrice d'inductances.

Pour un rapport $K_{AB}=1$ et $N_1=N_2=6$ on a la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} 31,14 & -11,19 & -11,19 & 28,91 & -11,17 & -11,17 \\ -11,19 & 31,14 & -11,19 & -11,17 & 28,91 & -11,17 \\ -11,19 & -11,19 & 31,14 & -11,17 & -11,17 & 28,91 \\ 28,91 & -11,17 & -11,17 & 31,14 & -11,19 & -11,19 \\ -11,17 & 28,91 & -11,17 & -11,19 & 31,14 & -11,19 \\ -11,17 & -11,17 & 28,91 & -11,19 & -11,19 & 31,14 \end{bmatrix} \cdot 10^{-6}$$

Ce qui permet de calculer $L_{\mu}=40,08\mu\text{H}$, $L_{fa}=L_{fb}=2,25\mu\text{H}$

La faible valeur des inductances de fuite montre qu'elles ne suffiront pas à maintenir les ondulations du courant à une valeur raisonnable par rapport à sa valeur efficace. Il est donc souhaitable de rajouter des inductances AC externes au transformateur, ce qui conduit à une augmentation globale du volume de composant magnétique et donc du convertisseur. En ajoutant des inductances AC de $2,5\mu\text{H}$ ce qui aboutit à une inductance totale vue du primaire d'environ $7\mu\text{H}$.

5. VALIDATION EXPERIMENTALE

Les résultats de la simulation par éléments finis sur le noyau en E ont été validés par une expérimentation préliminaire. Un transformateur a été réalisé et des mesures ont été effectuées du côté primaire (Figure 8). Ces mesures confirment la présence d'un déséquilibre naturel des flux lorsque le nombre de spires est identique sur toutes les jambes et qu'une adaptation est donc nécessaire.

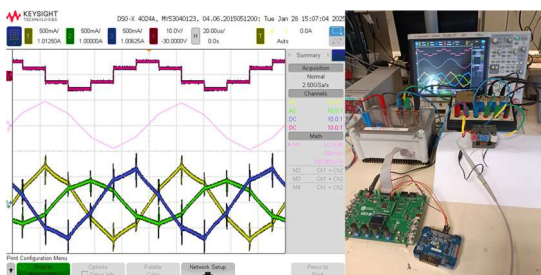


Figure 8 : Manipulation préliminaire, tension aux bornes d'une phase et flux dans les enroulements primaires

Dans un premier temps, en prévision de la réalisation future d'un système autonome, la commande en boucle ouverte et plus particulièrement la génération des ordres de commande, a été validée grâce à la technique du Hardware in loop (HIL) rendue possible par le logiciel PLECS. Des cartes à microcontrôleur STM32G474, conçues spécifiquement pour cette manipulation, ont été utilisées.



Figure 9 : test de la commande du convertisseur en HIL sur RT-BOX (courants dans les phases & signaux de commande)

Deux cartes, équipées d'unités PWM indépendantes pour disposer d'un nombre suffisant d'ordres de commande, sont synchronisées par une liaison dédiée et connectées à une RT-BOX dans laquelle le système de puissance est émulé. Les composants magnétiques sont configurés à partir des résultats de mesures effectuées sur le transformateur réel. La fréquence de découpage est fixée à 50 kHz. Pour des raisons de résolutions temporelles HIL, la figure 9 présente une fréquence de découpage de 10kHz.

Afin de valider nos hypothèses et nos calculs, un premier transformateur à trois colonnes a été conçu et testé sur une plateforme de développement au laboratoire. Sur la figure 10 on

distingue sur celle-ci les deux cartes onduleur et leurs drivers qui sont disposés au-dessus des transistors afin de réduire au maximum les mailles de commande et de commutation, les cartes supportant les inductances AC et les capteurs de courant sont également visibles, ces dernières permettent également de changer facilement la configuration des bobinages du transformateur grâce à des shunts que l'on peut souder pour choisir une configuration étoile ou triangle.

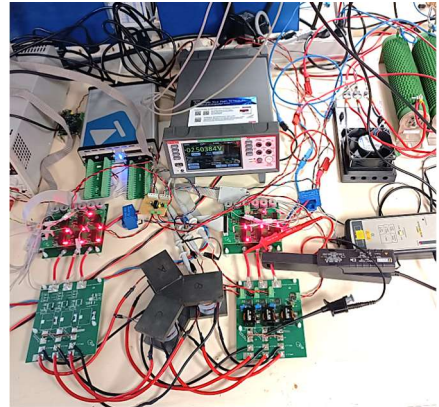


Figure 10 : système d'expérimentation

Pour disposer de plus de souplesse durant les phases de mise au point nous avons opté pour l'utilisation de la RT-BOX qui est programmable via une liaison Ethernet avec le logiciel PLECS et est utilisée pour générer la commande des ponts. Elle est également reliée à un second PC qui permet via une interface python et un bus CAN de modifier en temps réel la fréquence, le rapport cyclique et la phase des signaux de commande sans devoir modifier à chaque fois le programme PLECS. Les différentes grilles sont monitorées grâce à un oscilloscope mixte avec analyseur logique 16 voies et les tensions et courants sont échantillonnés grâce un logger Keithley. Ce montage a permis de vérifier les calculs et simulations menés avec PLECS et COMSOL et de confirmer les hypothèses utilisées pour les calculs théoriques (notamment l'approximation des courants quasi sinusoïdaux).

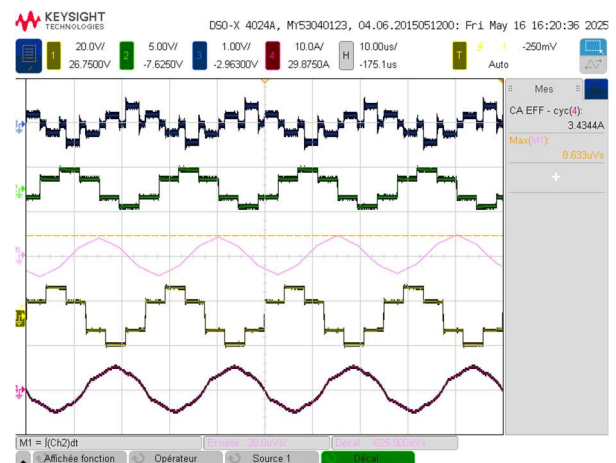


Figure 11 : Test à $\phi=40^\circ$, $V_1=V_2=20\text{V}$, $F_{\text{dec}}=40\text{kHz}$. Flux dans une colonne (vert), tension d'une phase du transformateur (Jaune), courant dans une phase (rose foncé) tension aux bornes de l'inductance AC(Bleu) et induction dans une jambe (rose)

La figure 11 montre que le courant dans la phase a bien une forme quasi sinusoïdale et que l'hypothèse faite sur des courants proche du sinus est validée. La forme du courant est par ailleurs bien celle qui était attendue sur les chronogrammes.

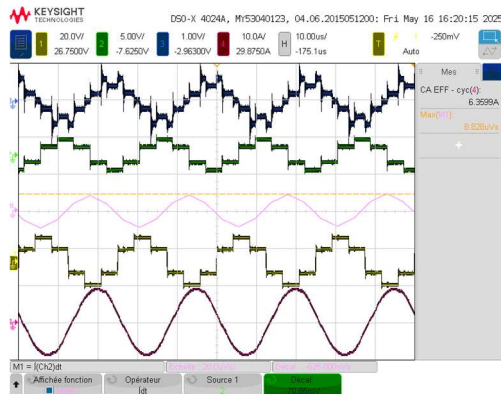


Figure 12 : Test à $\phi=80^\circ$, $V_1=V_2=20V$, $F_{dec}=40kHz$. Flux dans une colonne (vert), tension d'une phase du transformateur (Jaune), courant dans une phase (rose foncé) tension aux bornes de l'inductance AC(Bleu) et induction dans une jambe (rose)

La figure 12, elle, montre que lorsque $\phi > \pi/3$ la forme du courant est encore plus proche du sinus.

L'évolution de la puissance en fonction de du déphasage phi (à tension d'entrée donnée) a également été mesurée (figure 13) et on peut constater que conformément à ce que la théorie prédisait, elle est maximale vers 90° .

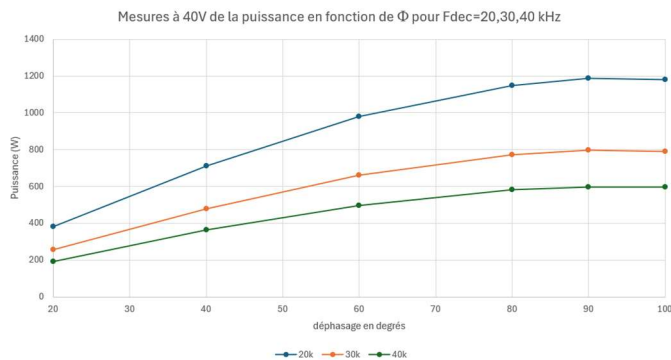


Figure 13 : Evolution de la puissance en fonction de ϕ à $F_{dec}=40kHz$

Les résultats des mesures montrent que la puissance transférée est conforme à ce que l'on attendait grâce à l'équation de $P(\phi)$, le maximum se situe à $\phi=90^\circ$ et la puissance transférable est étroitement liée à la fréquence découpage et décroît lorsqu'elle augmente à ϕ constant.

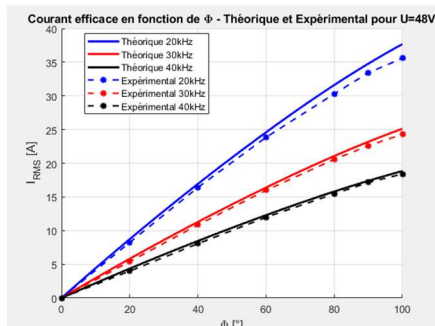


Figure 14 : Evolution du courant efficace en fonction de ϕ à 48V

La figure 14 montre l'évolution du courant efficace dans un bobinage primaire en fonction du déphasage à tension d'alimentation de 48V. Là encore, le modèle analytique monophasé permet de prévoir précisément la valeur de ce courant que l'on retrouve expérimentalement. A 48V et $\phi=90^\circ$, la puissance transférée est maximale et le courant dans les

bobinages est de l'ordre de $35A_{eff}$. Ces derniers ayant une résistance apparente de $19m\Omega$, le rendement du convertisseur est fortement impacté (85%). Cela illustre bien l'importance de soigner ce bobinage. Malgré ce bémol, l'induction crête dans une jambe vaut 45mT ce qui montre que l'on est loin de la saturation et que le transformateur a le potentiel de passer une puissance plus importante.

6. CONCLUSIONS

Le travail présenté dans cet article a permis de réaliser un convertisseur DAB3 pour un petit système embarqué. L'idée de départ était de réaliser le transformateur qui est le composant magnétique clé de ce convertisseur grâce à des noyaux magnétique standards rendant la réalisation aisée et peu coûteuse, cette approche s'est cependant avérée moins avantageuse et efficace que l'utilisation d'un composant symétrique usiné sur mesure dans de la ferrite. Les résultats obtenus confirment la théorie utilisée pour passer d'un convertisseur utilisant deux ponts triphasés à un modèle équivalent basé sur un transformateur monophasé. L'utilisation des seules inductances de fuite comme inductances AC n'est également pas suffisante car leur valeur est relativement faible. Toutefois, la puissance transférable résulte d'un compromis sur la valeur de ces inductances.

7. REMERCIEMENTS

Ce travail a bénéficié d'une aide de l'Etat gérée par l'Agence Nationale de la recherche au titre de France 2030 portant la référence 22-PETA-0003.

8. REFERENCES

- [1] Abdenour Merrouche, Thierry Talbert, Daniel Matt, Thierry Martiré, Guillaume Pelleuer. Interconnection of renewable sources : Multi-Active-Bridge Converter. International Conference on Industrial Technology, IEEE, Mar 2024, Bristol, United Kingdom. (hal-04529116)
- [2] Franceschini, M. *Operation and Control Strategies of Solid State Transformer for a Stable MV-LV Interaction* (Doctoral dissertation, Università degli studi di Padova, Italy).
- [3] Hyun, Jun & Jung, Jee-Hoon. (2016). Practical Design of Dual Active Bridge Converter as Isolated Bi-directional Power Interface for Solid State Transformer Applications. Journal of Electrical Engineering and Technology. 11. 1265-1273. 10.5370/JEET.2016.11.5.1265.
- [4] R. W. De Doncker, D. M. Divan, and M. H. Kheraluwala, "A three-phase soft-switched high power density dc-to-dc converter for high power applications," IEEE Trans. Industry Applications, vol. 27, no. 1, pp. 63-73, Jan./Feb. 1991
- [5] U. Mustafa, I. Kougioulis, A. J. Watson, P. Wheeler and M. R. Ahmed, "Design Analysis of High-Frequency, High Power 3-Phase DAB Transformer for Electric Vehicle Charger Applications," 2024 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Chicago, IL, USA, 2024, pp. 1-6, doi: 10.1109/ITEC60657.2024.10598844.
- [6] J. Voss, S. P. Engel and R. W. De Doncker, "Control Method for Avoiding Transformer Saturation in High-Power Three-Phase Dual-Active Bridge DC-DC Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 4, pp. 4332-4341, April 2020, doi: 10.1109/TPEL.2019.2938585.
- [7] J. Huang, Z. Li, L. Shi, Y. Wang and J. Zhu, "Optimized Modulation and Dynamic Control of a Three-Phase Dual Active Bridge Converter With Variable Duty Cycles," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 34, no. 3, pp. 2856-2873, March 2019, doi: 10.1109/TPEL.2018.2842021.
- [8] J. Hu, Z. Yang, S. Cui and R. W. De Doncker, "Closed-Form Asymmetrical Duty-Cycle Control to Extend the Soft-Switching Range of Three-Phase Dual-Active-Bridge Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 36, no. 8, pp. 9609-9622, Aug. 2021, doi: 10.1109/TPEL.2021.2938585.
- [9] Y. Cui, D. Wang and A. Emadi, "Three-phase dual active bridge converter design considerations," IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Beijing, China, 2017, pp. 4696-4701, doi: 10.1109/IECON.2017.8216809.
- [10] Van Hoek, Hauke. (2017). Design and Operation Considerations of Three-Phase Dual Active Bridge Converters for Low-Power Applications with Wide Voltage Ranges. 10.18154/RWTH-2017-02955.