EDSP
École Doctorale
Sciences Pratiques
ENSC-2014n°500

ENS
CACHAN

THESE DE DOCTORAT
DE L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN

Présentée par

Madame Lilia GALAI DOL

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN

Domaine :
Electronique, Electrotechnique et Automatique

Sujet de la thèse :

Alimentation et commande de drivers à très forte isolation galvanique pour des convertisseurs multi-niveaux dédiés à la traction ferroviaire

Soutenance de thèse à Cachan le 14 janvier 2014 devant le jury composé de :

Nicolas GINOT	Maitre de conférence HDR- IETR	Rapporteur
Yves LEMBEYE	Professeur- G2ELAB	Rapporteur
Philippe LADOUX	Professeur- LAPLACE	Examinateur
Bertrand CHAUCHAT	Docteur Ingénieur-ALSTOM	Examinateur
François COSTA	Professeur- Paris XII	Directeur de thèse
Bertrand REVOL	Maitre de conférence- SATIE	Co-encadrant

Nom du Laboratoire SATIE
ENS CACHAN/CNRS/UMR 8029
61, avenue du Président Wilson, 94235 CACHAN CEDEX (France)

Remerciements

L'ensemble des travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au laboratoire Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie (SATIE) de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan. Je tiens à remercier Pascal Larzabal, directeur du laboratoire de m'avoir accueillie dans ce laboratoire.

Je remercie Philippe Ladoux pour m'avoir fait l'honneur de présider le Jury de thèse. Depuis que j'étais encore étudiante en école d'ingénieur (à l'ENSEEIHT) je le considère comme un modèle. Je remercie Yves Lembeye et Nicolas Ginot qui ont accepté de juger mon travail en tant que rapporteurs, de leurs remarques pertinentes et du grand intérêt qu'ils ont manifesté à mon travail. Je remercie Monsieur Bertrand Chauchat qui m'a fait de plaisir de faire parti du jury et pour les discutions constructives que nous avons eu tout au long de mon doctorat.

Je remercie mes encadrants, Bertrand Revol et tout particulièrement François COSTA, qui a assuré la direction de ma thèse, pour son encadrement de grande qualité, sa confiance, sa patience, son soutien dans les différentes démarches que j'ai entreprise et pour sa disponibilité. Auprès de lui, j'ai énormément appris et me suis épanouie dans mon travail de thèse grâce aux nombreuses discutions qui m'ont permise de profiter de sa grande culture scientifique.

Je remercie l'ensemble du personnel du SATIE. Je remercie plus particulièrement Mohamed Gabsi et les membres de son groupe (Lionel Vido, Michel Lécrivain, etc…) pour leur accueil au sein de l'équipe.

Je remercie également tous ceux qui ont rendu ces années de doctorat inoubliables : les doctorants (Nidhal Boucena, Benjamin Gaussens, Hiba Bouker, Julien Boisson, Cyril Chastang, Douha Othmane, Sylvain Parang etc…), ex-doctorants (Sami Hlioui, Javier Ojeda, Olivier De La Barrière, Karim Zehani, Boumeyen Nejar, etc…) et le personnel administratif (Dominique Bach, Sophie Abriet, Béatrice Bacquet, etc…) ; en espérant que je n'ai oublié personne ! Un grand merci à mes collègues qui m'ont fait la surprise de la projection d'un film retraçant les années de mon doctorat, le jour de ma soutenance. Je remercie Slim Hrigua, scénariste et ami cher, Renuka Tayade, réalisatrice et metteuse en scène, et tous les acteurs (Emna Ben Sedrine, etc…).

Je remercie ma famille et ma belle famille. Je remercie tout particulièrement mon frère Mohamed Galaï qui m'a soutenue moralement et qui a su me donner les bons conseils concernant mon parcours scolaire pour réaliser mon projet professionnel.

Je remercie chaleureusement mon mari Benoit Dol qui m'a toujours soutenu tout au long de mon doctorat et qui a sacrifié son travail en prenant un congé parental pour s'occuper de notre enfant né pendant la thèse. Je ne le remercierai jamais assez pour son aide !

Une pensée pour mon père qui nous a quitté il y a plus de 10 ans. Il a toujours cru en moi et m'a toujours encouragée dans mes projets. Je pense qu'il aurait été fier de moi…

Résumé

Ce projet fait l'objet d'une collaboration entre l'équipe EPI du laboratoire SATIE de l'ENS Cachan, le laboratoire LAPLACE et ALSTOM Transport dans le cadre du projet ANR « CONCIGI HT ». Les recherches dans le domaine du ferroviaire visent à réduire toujours plus la taille et le poids de la chaine de traction. Aujourd'hui, la volonté de poursuivre la réduction des temps de parcours est complétée par le souhait de diminuer la puissance consommée, ceci ayant des conséquences importantes sur la conception des chaines de traction. L'objectif de ce projet est de remplacer certaines parties de la chaine de puissance d'une locomotive par des systèmes permettant de diminuer de 30% leur encombrement, donc de diminuer jusqu'à 8,5 % l'énergie électrique consommée et augmenter le nombre de passagers transportés.

Le travail présenté dans cette thèse porte sur le dimensionnement et l'étude de l'alimentation des allumeurs de semi-conducteurs SiC HT (pouvant atteindre un transitoire de 10 kV). La particularité de ces semi-conducteurs est leur application : ils constituent des convertisseurs multi-niveaux dont la fonction est de remplacer les transformateurs 25 kV/3 kV-50 Hz actuellement utilisés pour la traction ferroviaire. La principale contrainte porte donc sur la tenue diélectrique qui atteint un maximum de 60 kV liée aux transitoires présents sur la caténaire.
Une alimentation à double isolation galvanique (DGIT-Double Galvanic Insulation Transformer) a donc été développée afin de répondre à la nécessité de double tenue diélectrique (10 kV et 60 kV).

Dans un premier temps une structure permettant la double isolation galvanique a été développée avec l'objectif de réduire au maximum sa taille et son poids. Sa disposition spatiale et sa géométrique ont également été pris en considération (ainsi que de nombreux paramètre à la fois pertinents et contradictoires). Ceci afin d'obtenir le système optimal et une répartition des capacités de mode commun et différentiel respectant la forte tenue diélectrique.
Dans un second temps une étude de l'alimentation adaptée au DGIT a été réalisée et testée. L'association du DGIT qui est un élément très inductif, de la charge qui est un driver à faible puissance et de l'aspect multi-niveau implique un fonctionnement atypique.
Pour chacune de ces parties, une étude structurelle, fréquentielle et électrique a été réalisée afin d'obtenir un dispositif optimal du point de vue du volume, du poids et des pertes, tout en respectant la principale contrainte de la tenue à la THT (Très Haute Tension).
Enfin, dans un troisième temps nous avons étudié la possibilité de remplacer les fibres optiques utilisées de nos jours pour la commande des allumeurs par un système basé sur la transmission par radio fréquence.

Abstract

This project is the result of collaboration between the EPI team of the SATIE laboratory at ENS Cachan, the LAPLACE laboratory and ALSTOM Transport in the ANR "CONCIGI HT" project. Research in the railway traction area aims to reduce the increasing size and weight of the power train. Today, the desire to reduce travel time is complemented by the desire to reduce power consumption; it is an important information for the design of traction chains. The objective of this project is to replace parts of the locomotive power supply systems to reduce their size by 30%, thus to reduce the power consumption and increase by 8.5% the number of passengers.

The work presented in this thesis focuses on the design and study of the drivers power supply for HV SiC semiconductor (up to a 10 kV transient voltage). The peculiarity of these semiconductors is their application: they are placed in multi-level converters in order to replace the 25 kV / 3 kV, 50 Hz transformers currently used for rail traction. The main constraint is the dielectric strength that reaches a maximum of 60 kV due to transient present on the catenary. So, the Double Galvanic Insulation Transformer (DGIT) has been developed to adapt to the need of holding dual dielectric (10 kV and 60 kV).

In a first step, a structure for the dual galvanic insulation has been developed with the objective to minimize its size and weight. Its spatial and geometrical arrangements were also taken into account (as well as many parameters both relevant and contradictory), in order to obtain the optimal system and common and differential mode distributed capacities observing the high dielectric strength.
In a second step a study of the DGIT adapted power supply has been completed and tested. The combination of DGIT inductive behavior, the driver low power and the multi-level aspect, involves an atypical work of this power supply converter.
For each of these parts, a structural, frequencial and electrical study was performed in order to achieve the maximum optimal device in terms of volume, weight and loss, with respect to the main constraint of VHV (Very High Voltage).
Finally, in a third step we studied the possibility of subtituing the optical fibers currently used for the control of lighters with a system based on radio-frequency transmission.

Introduction générale

Cette thèse à fait l'objet d'une collaboration entre l'équipe EPI du laboratoire SATIE de l'ENS Cachan, le laboratoire LAPLACE et ALSTOM Transport. Dans le cadre du projet ANR « CONCIGI HT », plusieurs laboratoires ont été associés : LAPLACE à Toulouse, PRIME à Tarbes et l'IUT de Tarbes. En plus des personnes permanentes de ces laboratoires, cette étude à fait l'objet de deux thèses et d'un post doctorat.

Actuellement, l'un des principaux objectifs de l'électronique de puissance est la réduction de poids et de volume associé à l'augmentation des puissances transmises. Ces objectifs étant souvent contradictoires, des calculs d'optimisation et des choix technologiques deviennent nécessaires. Un des paramètres influant le plus sur le poids et le volume est la fréquence de fonctionnement.

Dans le domaine de la traction électrique où l'on cherche à accroître la charge payante, on constate que l'élément de la chaine d'énergie le plus pondéreux est le transformateur HT/BT. Ainsi pour réduire l'emprise de la chaine d'énergie sur la charge embarquée, il est donc impératif d'agir sur ce dispositif pour en réduire le poids et le volume.

C'est l'objet du projet CONCIGI HT. Dans ce cadre, nous visons à remplacer le transformateur classique HT à 50 Hz directement relié à la caténaire, par un système de transformateur à moyenne fréquence (5 kHz) ; on sait que l'accroissement de fréquence permet un gain substantiel de poids.

La tension caténaire maximale que l'on trouve sur le réseau Français est de 25 kV AC avec des transitoires pouvant atteindre 60 kV. L'un des aspects les plus contraignants imposé dans ce projet par la règlementation, est le respect de l'isolation galvanique de 60 kV (prenant en compte les transitoires) nécessaire au matériel se trouvant dans l'environnement proche du bus d'alimentation provenant de la caténaire. Ceci est le cas pour tous les organes constituant les convertisseurs : étages de puissance, transformateurs et drivers.

L'équipe EPI du laboratoire SATIE a développé des compétences concernant l'intégration de puissance et le développement d'allumeurs d'IGBT et de MOSFET à forte isolation galvanique. Les principaux travaux de recherche menés dans ce domaine concernent les transformateurs piézo-électriques, [VASIC-03], [SARRAUTE], [VASIC-06], [VASIC-11], [VASIC-B] et les DGIT (Double Galvanic Insulation Transformer) [BREHAUT-06-2],

[BREHAUT-06-3]. Le laboratoire SATIE a également développé des commandes de drivers par micro-ondes [BREHAUT-06-1], qui se sont montrées convaincantes quant à leur utilisation dans le domaine du ferroviaire. Ainsi dans le cadre du projet CONCIGI HT nous avons approfondi ces travaux initiaux.

La présente étude sera ainsi scindée en deux grandes parties :
L'alimentation à forte isolation galvanique pour les allumeurs des convertisseurs multi-niveaux. Pour cette partie, une étude structurelle, fréquentielle et électrique a été réalisée afin d'obtenir un dispositif optimal du point de vue du volume, du poids et des pertes, tout en respectant la principale contrainte de la tenue à la THT (Très Haute Tension).

- La transmission de la commande aux allumeurs des convertisseurs multi-niveaux, par micro-onde a été explorée.

Le premier chapitre permet de faire un bilan sur les systèmes existants et utilisés pour la réalisation des fonctions semblables à celles devant être développées dans ce projet (alimentation d'allumeurs à double isolation galvanique et commande rapide à forte isolation), leurs limites ainsi que les solutions pour les dépasser.

Le second chapitre est consacré au dimensionnement et à la caractérisation du système de transformateur à double isolation galvanique DGIT (Double Galvanic Insulation Transformer) pour l'alimentation des allumeurs. Il expose les méthodes d'optimisation paramétriques ainsi que les choix technologiques. Tout d'abord un programme permettant de choisir la structure optimale a été développé puis son modèle électrique. La structure a ensuite été réalisée. Des mesures fréquentielles sont effectuées afin de valider le modèle.

Le troisième chapitre se focalise sur le convertisseur assurant l'alimentation des transformateurs à double isolation galvanique. Dans un premier temps, une étude analytique et un modèle électrique sont proposés pour un niveau de conversion. Une généralisation pour l'alimentation des drivers de l'un des convertisseurs multi-niveaux est proposée. Cette alimentation a la particularité d'être à la fois adaptée au DGIT et à la source de tension se trouvant en amont. Celle-ci est composée de batteries permettant de pallier à des creux de tension ou des coupures courtes du réseau lors du décollement de caténaire ou de changement de section d'alimentation. Une variation de la tension d'entrée est donc à prendre en compte dans le dimensionnement de l'alimentation des DGIT.

La tenue diélectrique THT et HT est obtenue grâce à la solution développée, qui consiste à imprégner les différents transformateurs du DGIT. Un complément d'étude du système d'alimentation muni des transformateurs imprégnés est réalisé. Pour terminer, une réflexion sur le système de régulation à adopter est introduite afin de pallier la fluctuation de la tension d'alimentation.

Le quatrième chapitre décrit la méthode de transmission d'informations de commande des drivers pour remplacer l'usage de la fibre optique, classiquement utilisée mais sensible aux contraintes thermomécaniques sévères dans l'environnement d'une locomotive. Il est donc nécessaire de développer un moyen permettant de transmettre les données de commande autre que celui-ci. Outre la nécessité de devoir gérer les contraintes thermomécaniques, il doit pouvoir assurer la contrainte de transmettre en synchronisme les commandes de tous les drivers du système. En effet, les convertisseurs sont de type multi-niveaux et nécessitent un très grand nombre de drivers (jusqu'à 132). Ce qui est contraignant du point de vue de la distribution des ordres de commande.

Sommaire

CHAPITRE 1 : Mise en contexte et cahier des charges 11

I. Cahier des charges du projet CONCIGI HT 15

1. Etat de l'art des chaines de traction électrique ferroviaire 15
2. Programme de recherche 24

II. Alimentation des drivers à forte isolation galvanique 28

1. Etat de l'art des alimentations à forte isolation galvanique 28
2. Propositions pour la forte isolation galvanique des drivers 32

III. Transmission de l'information de commande pour convertisseur multi-niveaux 37

1. Etat de l'art de la transmission de commande de convertisseur 37
2. Proposition pour la commande de driver pour convertisseur multi-niveaux 41
3. Solution complète 43

CHAPITRE 2 : Etude architecturale et dimensionnement du DGIT 47

I. Principe du transformateur à double isolation galvanique 51

1. Objectifs 51
2. Principe d'isolation THT et HT 52

II. Méthode de dimensionnement d'un DGIT multi secondaires 64

1. Méthodologie de dimensionnement des noyaux magnétiques 64
2. Calcul du nombre de spires primaire du DGIT 66
3. Vérification de la distance d'isolement 67
4. Vérification du courant magnétisant 67
5. Calcul du nombre de spires secondaires 69
6. Calcul de la section des conducteurs et du nombre de couche du bobinage 69
7. Calcul des pertes Joules et des pertes fer 70
8. Algorithme de dimensionnement du DGIT 73

III. Choix paramétrique pour l'optimisation du DGIT 76

1. Choix de l'architecture 76
2. Choix du matériau magnétique 78

3. Choix de l'induction et de la fréquence d'alimentation 79
4. Choix du nombre de spires du fil pilote 83
5. Synthèse des choix paramétriques optimaux 83
IV. Etude fréquentielle du DGIT en mode différentiel 85
1. Etude fréquentielle des transformateurs du DGIT 85
2. Etude fréquentielle du DGIT multi secondaires 92
3. Comportement du DGIT imprégné 93
V. Etude fréquentielle du DGIT en mode commun 96
1. Etude fréquentielle des transformateurs du DGIT 96
2. Etude fréquentielle du DGIT en mode commun 100
VI. Conclusion 102

CHAPITRE 3 : Alimentation des allumeurs de MOSFET SiC Haute Tension 105

I. Introduction 109
1. Système d'allumeurs à alimenter 109
2. Disposition du DGIT par rapport aux allumeurs 110
II. Etude théorique de l'alimentation DC/AC/DC des allumeurs 110
1. Etude théorique du régime résonant 115
2. Etude théorique du régime quasi-résonant 116
III. Modélisation du DGIT et de son système d'alimentation 119
1. Représentation du système complet 119
2. Résultats de simulation 122
IV. Modélisation de l'ensemble alimentation et DGIT 125
1. Validation du régime résonant par la simulation circuit 126
2. Validation du régime quasi-résonant (ou discontinu) 128
3. Influence de l'imprégnation des transformateurs 129
4. Bilan expérimental de puissance 131
V. Régulation à double isolation galvanique 133
1. Systèmes existants 134
2. Modélisation du système type CPL 135
3. Résultats 140

VI. Modélisation et validation du comportement électrique face à une perturbation de mode commun 143

1. Perturbation du DGIT dans le système complet non alimenté 144
2. Perturbation du DGIT dans le système complet alimenté 146

VII. Conclusion 150

CHAPITRE 4 : Vers une commande de MOSFET SiC Haute Tension par radio-fréquence 153

I. Introduction 157

II. Définition du signal de commande pour le MOSFET SiC HT 157

III. Choix du matériel pour le dispositif de commande 159

1. Transmission à modulation de fréquence analogique 160
2. Transmission par HopeRF 161
3. Comparaison et choix du mode de transmission RF 164
   - 3.a Antenne Fouet 164
   - 3.b Antenne PCB 165
   - 3.c Comparaison des dispositifs de transmission 166

IV. Essais et résultat de la transmission RF GigaLink pour la commande de drivers 167

1. Comportement de la réception 167
2. Comportement de la réception avec écran perturbateur 169

V. Conclusion 172

CHAPITRE 1

Mise en contexte et cahier des charges

Sommaire

I. Cahier des charges du projet CONCIGI HT 15

1. Etat de l'art des chaines de traction électrique ferroviaire 15
2. Programme de recherche 24

II. Alimentation des drivers à forte isolation galvanique 28

1. Etat de l'art des alimentations à forte isolation galvanique 28
2. Propositions pour la forte isolation galvanique des drivers 32

III. Transmission de l'information de commande pour convertisseur multi-niveaux 37

1. Etat de l'art de la transmission de commande de convertisseur 37
2. Proposition pour la commande de driver pour convertisseur multi-niveaux 41
3. Solution complète 43

I. Cahier des charges du projet CONCIGI HT

Avec l'arrivée du TGV dans le réseau ferré dans les années 1980, le ferroviaire a pris un tournant décisif. Cette avancée technologique a largement impacté les temps de parcours. Celle-ci a en partie été possible grâce à l'évolution et la miniaturisation des composants électronique de puissance. Depuis, les recherches dans le domaine du ferroviaire visent à réduire toujours plus la taille et le poids de la chaine de traction, jusqu'à la dernière avancée avec l'AGV (Automotrice à Grande Vitesse).

Aujourd'hui, la volonté de poursuivre la réduction des temps de parcours est complétée par le souhait d'augmenter la capacité de remplissage d'un train, ceci ayant des conséquences importantes sur la conception des chaines de traction. L'état de l'art des chaines de traction est décrit dans les paragraphes suivant, ainsi que les solutions proposées pour remplacer certains systèmes existants par des systèmes réétudiés afin de diminuer de 30% leur encombrement.

1. Etat de l'art des chaines de traction électrique ferroviaire

Les éléments constituant l'alimentation électrique d'une locomotive sont scindés en deux principaux systèmes comme illustré à la Figure 1 :

- la chaine d'énergie assurant la traction du train.
- les auxiliaires permettant d'alimenter tous les dispositifs liés au confort des passagers.

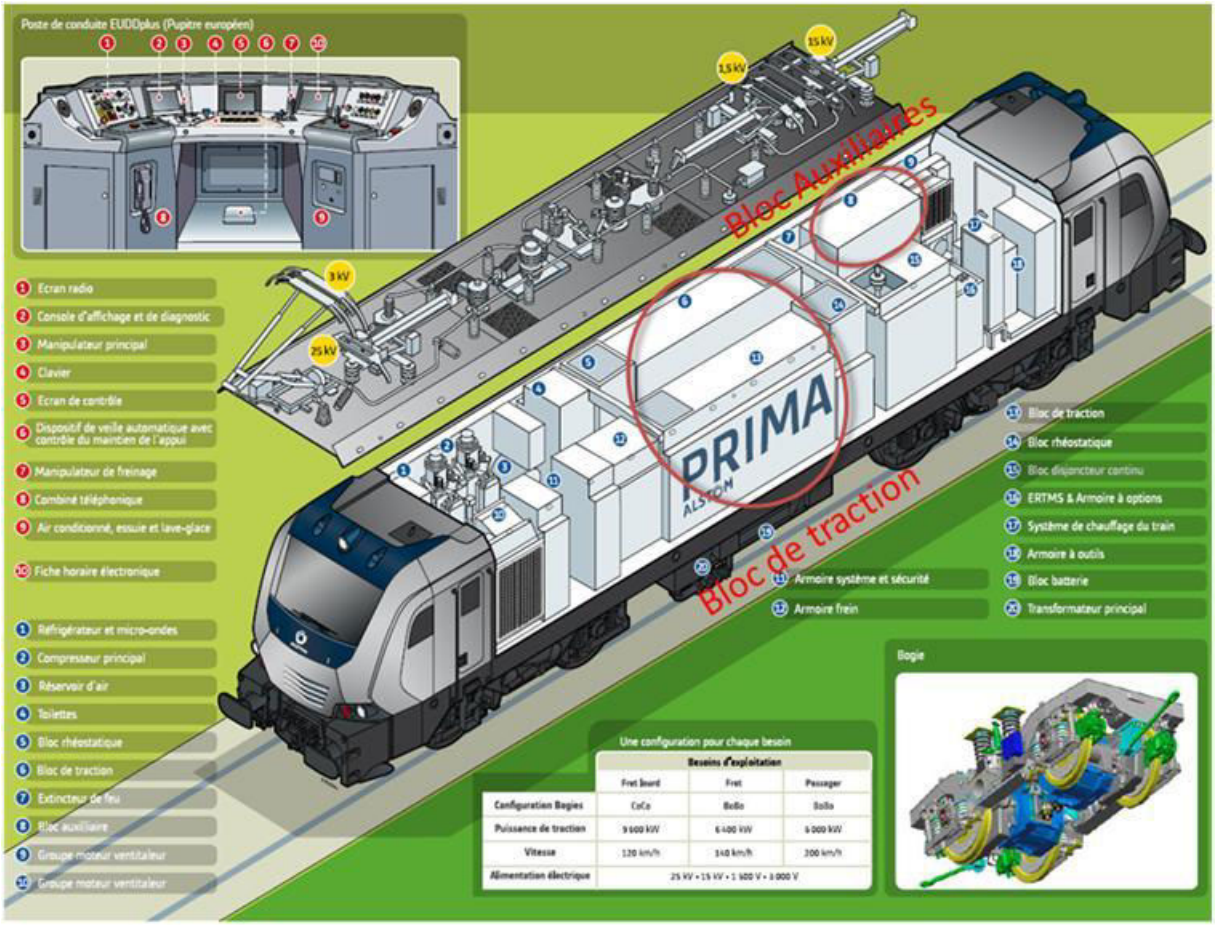


Figure 1: Dispositifs constituant les organes d'alimentation électrique d'une locomotive (doc. Alstom)

La chaine de traction est composée par :

- le captage aérien et les protections,
- l'adaptation de l'énergie électrique à l'aide d'un transformateur, sa conversion et son traitement pour la génération du couple moteur,
- le contrôle, permettant d'agir sur les convertisseurs statiques,
- le bloc moteur, communément nommé « la bogie moteur ».

Les locomotives récemment développées par ALSTOM ont l'intérêt de pouvoir adapter leur chaine de traction aux différents réseaux français de caténaires. Les prochains développements visent à réduire la taille et le poids des différents blocs constituant la locomotive, afin de pouvoir les placer sous caisse dans le but de gagner de l'espace pour accroitre la charge payante et faciliter l'exploitation et la maintenance comme représenté à la figure 2.

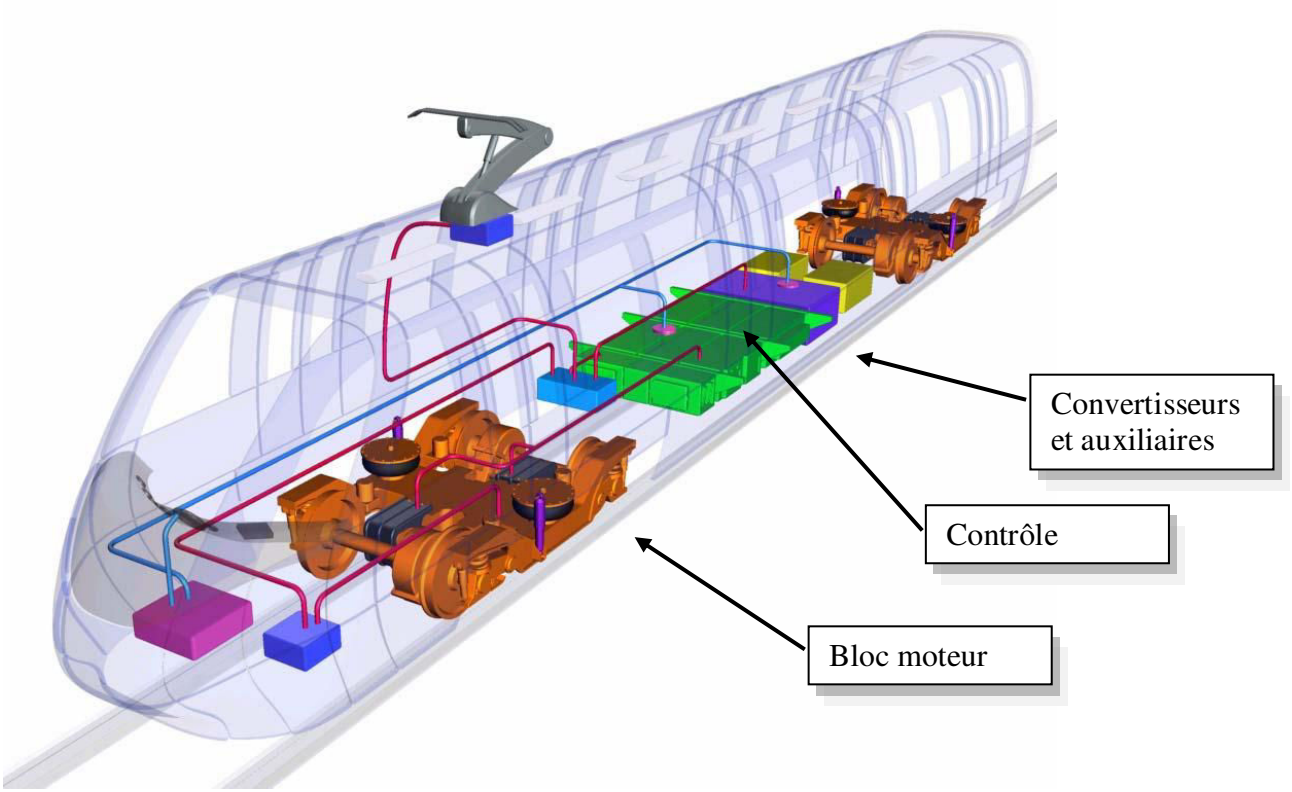


Figure 2: Chaine de traction et auxiliaires sous caisse (doc. Alstom)

Intéressons nous au transformateur d'entrée qui est un des éléments les plus pondéreux et volumineux dans l'équipement d'une motrice.



Figure 3: Transformateur embarqué

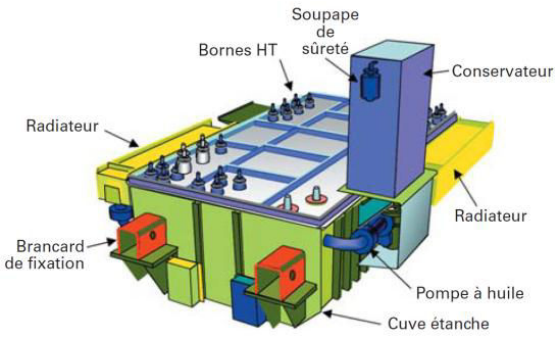


Figure 4: Transformateur de 5MVA

La fréquence de fonctionnement de ce transformateur étant de 50 Hz, son volume est donc conséquent. Celui-ci est inversement proportionnel au produit $(BxF)^{3/4}$ (B=induction maximale et F=fréquence). Le dimensionnement de ce transformateur a donc fait l'objet d'un compromis qui consiste à choisir une valeur élevée de Bmax. Il en résulte des pertes fer conduisant à un rendement de 94% contre 99% pour les transformateurs industriels [CHAPAS-04-1]. Ceci implique aussi d'utiliser un système de refroidissement volumineux comme représenté à la Figure 5. L'auteur de la référence [CHAPAS-04-1] donne le cas d'un

transformateur de 7000 kVA, dont les pertes à évacuer s'élèvent à 420 kW, soit 6% de la puissance nominale !

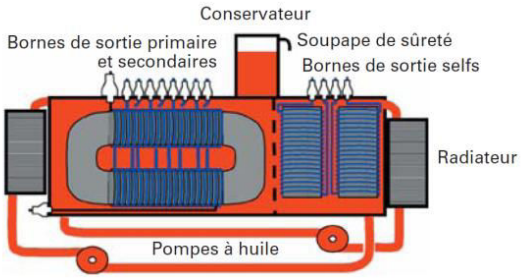


Figure 5: Schéma de refroidissement

La mise en œuvre du dispositif de refroidissement impose l'usage de fluides caloporteurs qui nécessitent une surveillance constante, ce qui ajoute des éléments à l'ensemble du transformateur. De plus certains fluides font l'objet de restrictions pour des questions environnementales. Ceci pousse les constructeurs à développer des circuits de refroidissement à eau moins performants, au détriment du volume global.

L'objectif du projet ANR CONCIGI HT est de réduire le poids du système transformateur/conversion de 30% tout en gardant les mêmes performances électriques. Cette réduction devient possible en fonctionnement moyenne et haute fréquence (20 kHz prévu pour le projet ANR CONCIGI HT). En agissant sur la fréquence d'alimentation du transformateur (cf. formule précédente) et en choisissant une valeur de Bm minimisant les pertes fer, le volume du transformateur se trouve réduit ainsi que ses pertes. Ceci permet aussi de minimiser son système de refroidissement.

Dans les réseaux ferrés européens, plusieurs niveaux de tension sont recensés :

- 25 kV AC, 50 Hz (France)
- 15 kV AC, $16^{2/3}$ Hz (Belgique, Allemagne et Suisse)
- 1500 V DC (France)
- 3 kV DC (Belgique)

Pour répondre au besoin d'adaptation de tension aux divers réseaux européens, une alimentation ajustable a été développée [CHAPAS-04-2]. Elle permet l'utilisation de la chaine de traction sur une caténaire alternative via un redresseur (Figure 6) ou directement sur une caténaire continue (Figure 7). Dans tous les cas un onduleur de tension alimente les moteurs de traction.

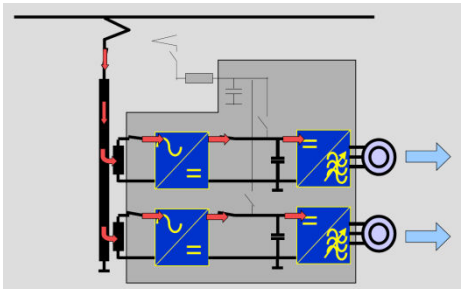


Figure 6: Chaine de traction sous tension alternative

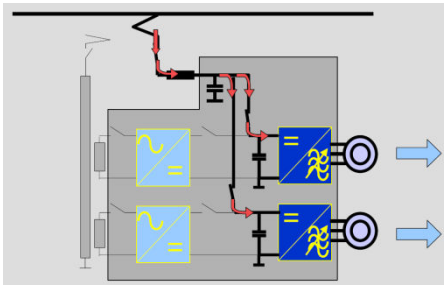


Figure 7: Chaine de traction sous tension continue

Lors du freinage, l'usage de convertisseurs 4 quadrants permet de restituer l'énergie sur la caténaire. Par sécurité, il reste toutefois la possibilité de dissiper l'énergie de freinage dans des rhéostats via un hacheur (Figure 8).

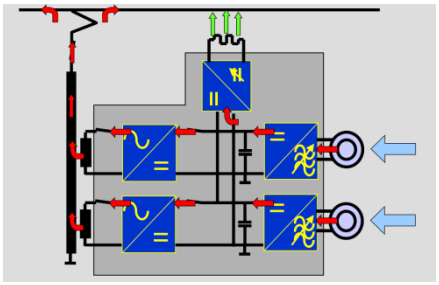


Figure 8: Chaine de traction en mode freinage

Le développement d'un convertisseur 4 quadrants à moyenne fréquence a donc été étudié, dans l'objectif de réduire la masse de l'ensemble de transformation. Une structure répondant aux critères a été proposée par [CHAPAS-04-1], elle est représentée à la Figure 9.

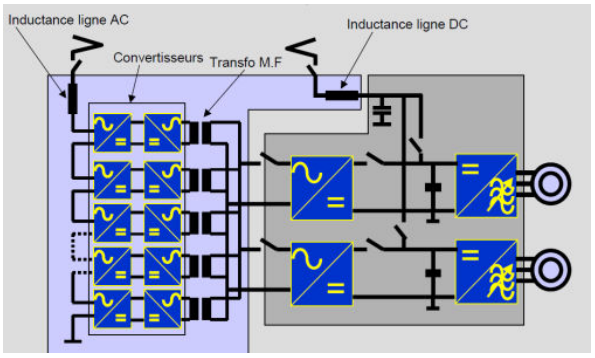


Figure 9: Chaine de traction avec un transformateur moyenne fréquence

La structure multi-niveaux de ce convertisseur permet l'usage de semi-conducteurs de tenue en tension très inférieure à la tension de la caténaire et l'entrelacement des commandes facilite le filtrage du courant prélevé [MARTIN-08], [CARPITA]. La fréquence de la tension appliquée aux transformateurs est augmentée. Tout ceci participe à la réduction du volume de la chaine de conversion. On réduit ainsi les pertes fer et on augmente le rendement de chaque transformateur, ce qui implique un système de refroidissement plus compact.

Dans le cadre du programme CONCIGI HT, une structure multi-niveaux permettant la réversibilité en puissance et le contrôle des harmoniques réseau a été proposée. Celle-ci consiste en une conversion AC/AC en courant à fréquence élevée (20 kHz), puis AC/DC en tension, tel que présenté à la Figure 10.

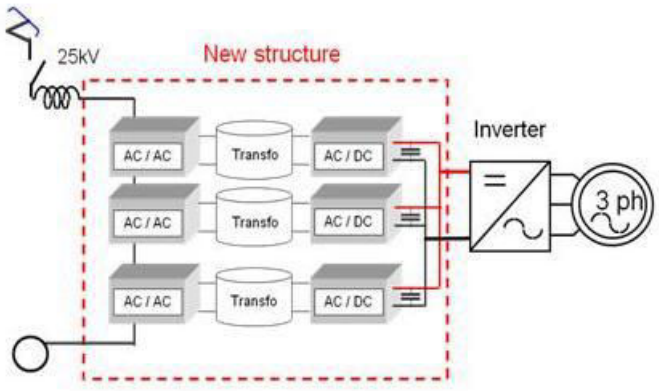


Figure 10: Convertisseur multi-niveaux à transformateurs moyenne fréquence

Afin de minimiser le nombre d'étages du convertisseur, il est intéressant d'utiliser des semi conducteurs à tenue en tension la plus élevée possible. Les semi-conducteurs de forte puissance en silicium étant limités en tension (6,5 kV) et en fréquence (quelques centaines de Hz), de nouveaux composants dit à « large bande interdite », comme le carbure de silicium (SiC), permettent d'améliorer ce domaine d'usage. Toutefois, leur coût de fabrication reste plus élevé que celui du silicium et leur disponibilité reste limitée.

L'évolution des IGBT et IGCT a permis jusqu'à maintenant de les utiliser pour des tensions atteignant 6,5 kV (Figure 11).

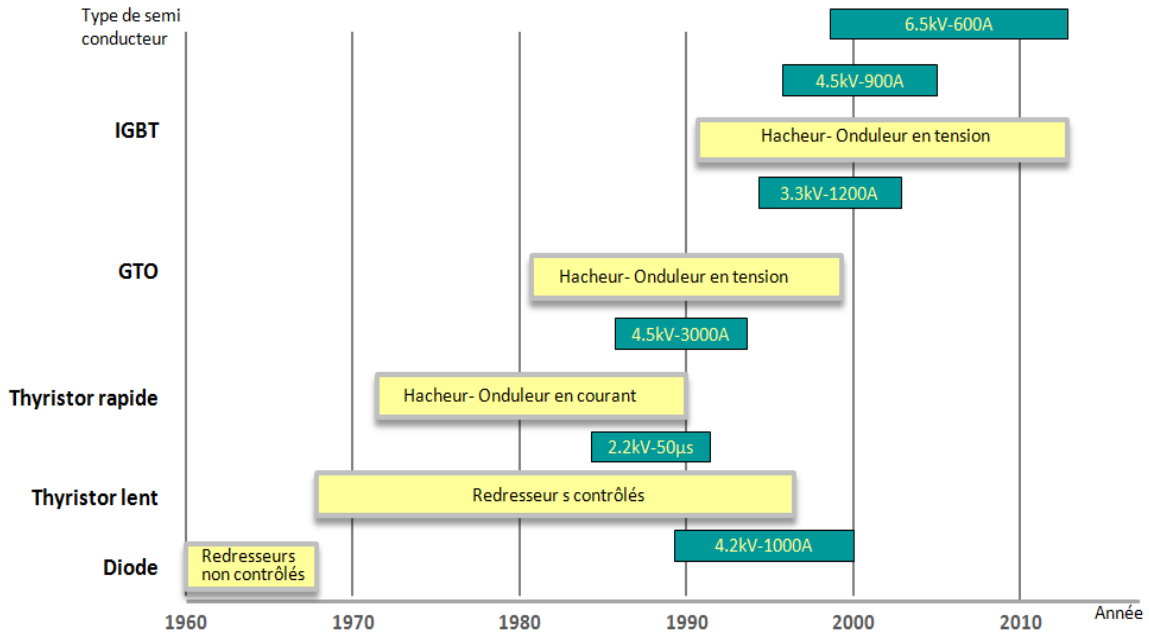


Figure 11: Evolution des semi-conducteurs utilisé en traction ferroviaire

Pour pouvoir réduire le nombre de niveaux du convertisseur, il faut maximiser la tension de fonctionnement des interrupteurs.

L'entreprise POWEREX a réalisé pour la DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency, département de la défense des Etats Unis) un module SiC pouvant atteindre une tension de 10 kV et un courant de 110 A pour une fréquence de 20 kHz [POWEREX]. Il a été entrepris de développer pour notre projet, un composant en Carbure de silicium comparable à celui-ci.

Les composants en carbure de silicium ont montrés plusieurs avantages concernant la tenue en température, leur comportement en haute fréquence et leur comportement en commutation.

Concernant l'usage à haute température, alors que la technologie Si limite la température d'utilisation des composants à un maximum de 180°C, la technologie SiC permettrait d'atteindre théoriquement une température de l'ordre de 500°C [TOURNIER].

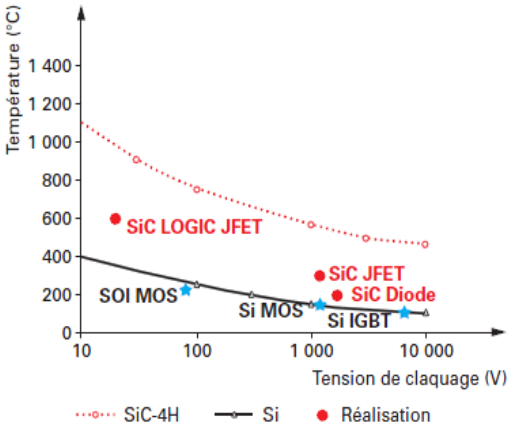


Figure 12: Comparaison de la température maximale de fonctionnement en fonction de la tenue en tension

Nous pouvons observer sur la Figure 12 que les composants SiC peuvent fonctionner à des températures plus élevées que les composants en Si, à tenue en tension donnée [TOURNIER-07-1].

Cette référence montre aussi que le comportement en haute fréquence des semi-conducteurs SiC permet un meilleur rendement que pour les composants en Silicium, tel que nous pouvons l'observer à la Figure 13.

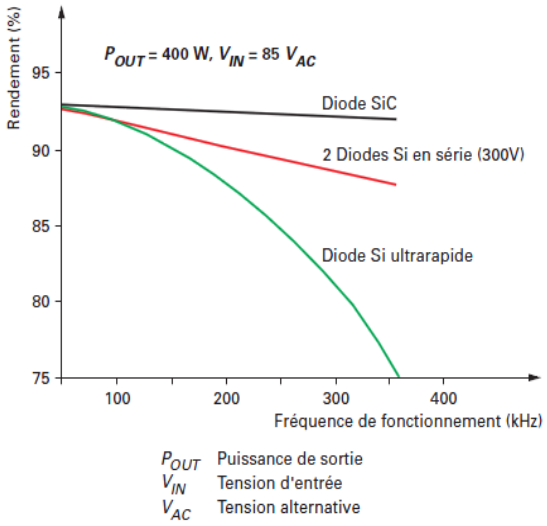


Figure 13: Rendement d'un convertisseur de type BOOST-PFC (Correcteur de Facteur de Puissance) en fonction de la fréquence de commutation des semi-conducteurs

Enfin lors des commutations, nous pouvons observer que l'amplitude maximale du courant de recouvrement inverse est très réduite pour une diode SiC, lors de son ouverture.

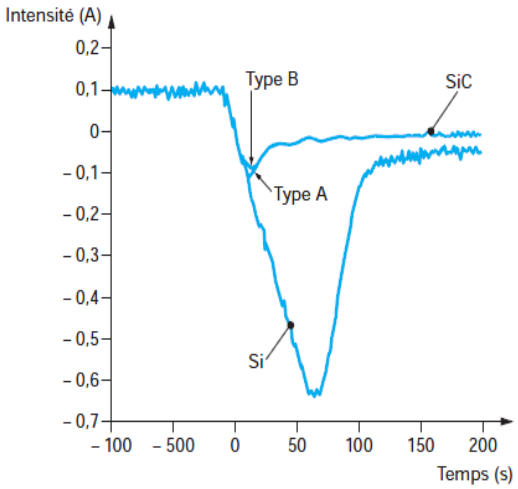


Figure 14: Forme d'ondes en commutation de deux diodes SiC PN 15kV (type A) et 19kV (type B) et d'une diode Si 400V

Grâce aux performances des composants en Carbure de Silicium, les pertes par commutation peuvent être réduites et le rendement du convertisseur de puissance amélioré.

CREE a montré [O'NEILL] que pour une redresseur de 2,4 kW fonctionnant à une fréquence de 16 kHz, il est possible de réduire les pertes jusqu'à 17 % entre les technologies Si et SiC (voir Tableau 1)

Tableau 1: Comparaison de composants Si et SiC réalisée par CREE pour un redresseur de 2.4kW/16kHz

Parameter	Units	Unit w/Si diode Rg = 39	Unit w/SiC diode Rg = 22
IGBT Switching Loss	Watts	12.67	6.23 (-51%)
Diode Switching Loss	Watts	1.36	0.01 (-99%)
Overall Inverter Loss	Watts	121.2	100 (-17%)

Le banc d'essais représentatif d'un niveau de conversion, actuellement développé par le laboratoire PRIME (Figure 15) contient des modules composés d'un transistor Si et d'une diode SiC à tenue en tension de 6,5 kV/200 A.

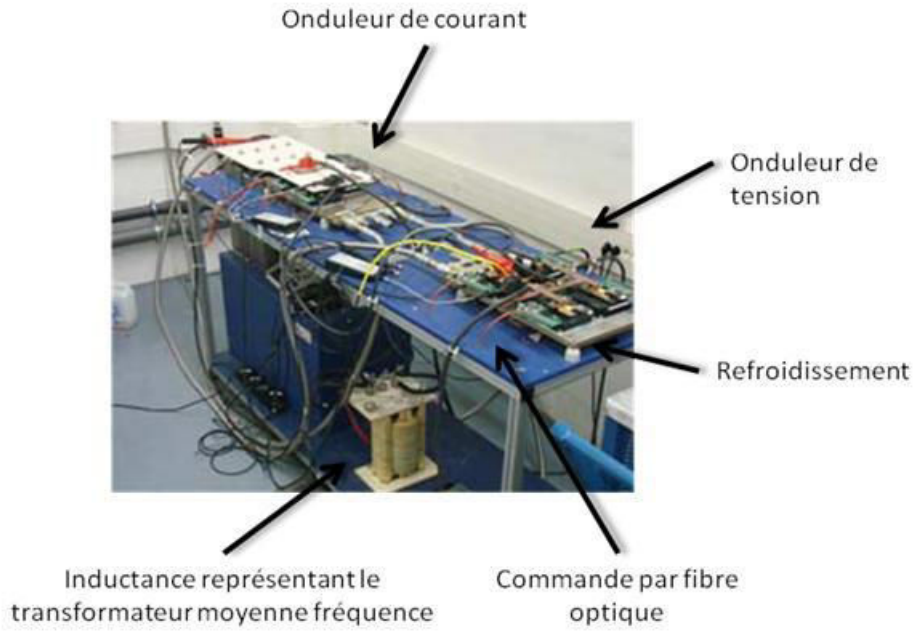


Figure 15: Banc d'essais pour un niveau de conversion (doc. Alstom)

Pour le projet ANR CONCIGI HT, un module entièrement en Carbure de Silicium a été développé pour une tension d'application de 10 kV.

De plus les composants SiC ont un meilleur maintien du point de vue de la température, ce qui simplifie et réduit l'effort de refroidissement [TOURNIER-07-2].

2. Programme de recherche

Cette thèse s'inscrit dans le projet CONCIGI HT dont le but est de réduire le volume et le poids du dispositif de transformation et de conversion. Il a été décidé par le consortium LAPLACE, ALSTOM Transport et SATIE, de réunir le module de transformation et une partie du module de conversion. Cette étude a été fragmentée de la façon suivante (Figure 16) :

- Tache n°1 : Etude du packaging des semi conducteurs de puissance,
- Tache n°2 : Etude des semi-conducteurs de puissance (développement de MOSFET SiC et de diodes SiC atteignant un maximum de 10 kV/80 A ou un minimum de 6,5 kV/80 A),
- Tâche n°3 : Etude de l'alimentation et de la commande des drivers,
- Tâche n°4 : Etude du transformateur moyenne fréquence pour un isolement de 60kV et sans huile,
- Tâche n°5 : Etude du refroidissement,

- Tâche n°6 : Design et intégration d'un bloc élémentaire.

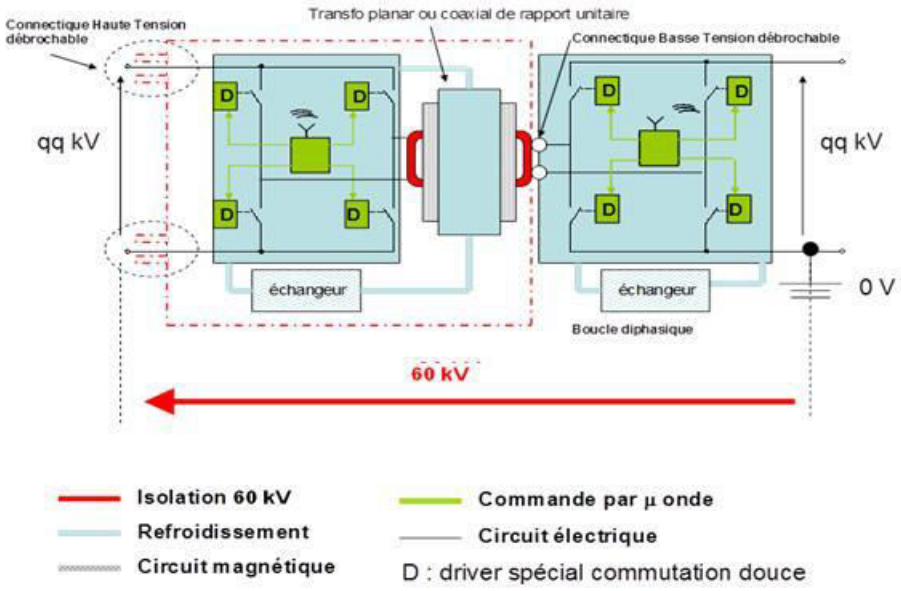


Figure 16: Schéma de principe pour un étage de conversion et de transformation

La partie traitée dans cette thèse est l'« étude de l'alimentation de la commande des drivers » (Tâche n°3).

Plusieurs contraintes ont été imposées :

- La maintenance et la mise en œuvre de tous les dispositifs doivent être facilitées au maximum,
- Le volume et le poids doivent être minimisés,
- Le rendement doit être le plus élevé possible,
- Une isolation galvanique de 60 kV liée à l'environnement direct de l'installation du module transformation/conversion (Bus bar lié directement à la tension caténaire dont le maximum est de 25 kV alternatif avec des transitoires pouvant atteindre 60 kV),
- Un deuxième niveau d'isolation galvanique est imposé par le niveau de tension des interrupteurs, c'est-à-dire de 10kV.

Certains éléments ont été fixés suite à différentes études [MARTIN-08], [MARTIN-09], [CASARIN], [ITURRIZ-98], [ITURRIZ-00] :

- Le convertisseur de courant doit permettre, en phase de freinage, de renvoyer l'énergie dans la caténaire. Pour ceci, ce convertisseur doit pouvoir fonctionner dans les quatre quadrants (imposant de positionner deux MOSFET ou IGBT tête bêche pour réaliser le

fonctionnement 4 segments). Ce qui n'est pas une nécessité pour le convertisseur de tension dont les interrupteurs sont à 3 segments.

- La distance maximum entre les interrupteurs de l'onduleur de tension et de l'onduleur de courant peut atteindre 3 mètres (Figure 16).

La structure multi-niveaux développée pour ce projet, a pour avantage de fonctionner en ZVS et ZCS (Figure 17), ce qui limite les pertes et permet d'obtenir un bon rendement à fréquence élevée.

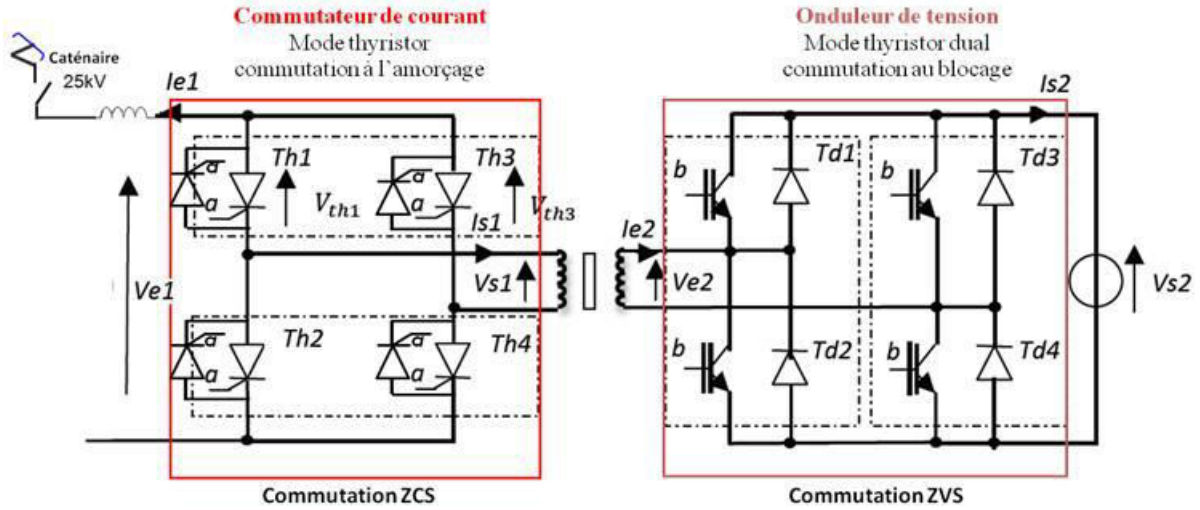


Figure 17: Un niveau du convertisseur multi-niveaux

Le commutateur de courant étant commandé à l'amorçage, le blocage se fait donc de façon spontanée au passage à zéro du courant (commutation ZCS). L'onduleur de tension étant commandé au blocage, l'amorçage se fait donc de façon spontanée au passage à zéro de la tension (commutation ZVS). Ces commutations spontanées sont possibles grâce à la commande à phase variable décalée entre les deux onduleurs.

Chaque onduleur fonctionne à la même fréquence et avec un rapport cyclique de 1/2, le réglage de transfert de puissance est obtenu grâce au décalage des fonctions de modulation de chaque onduleur. Cette stratégie assure les fonctionnements en commutation douce et les modes de réversibilité souhaités. Les formes d'onde caractéristiques idéalisées du fonctionnement sont données à la Figure 18.

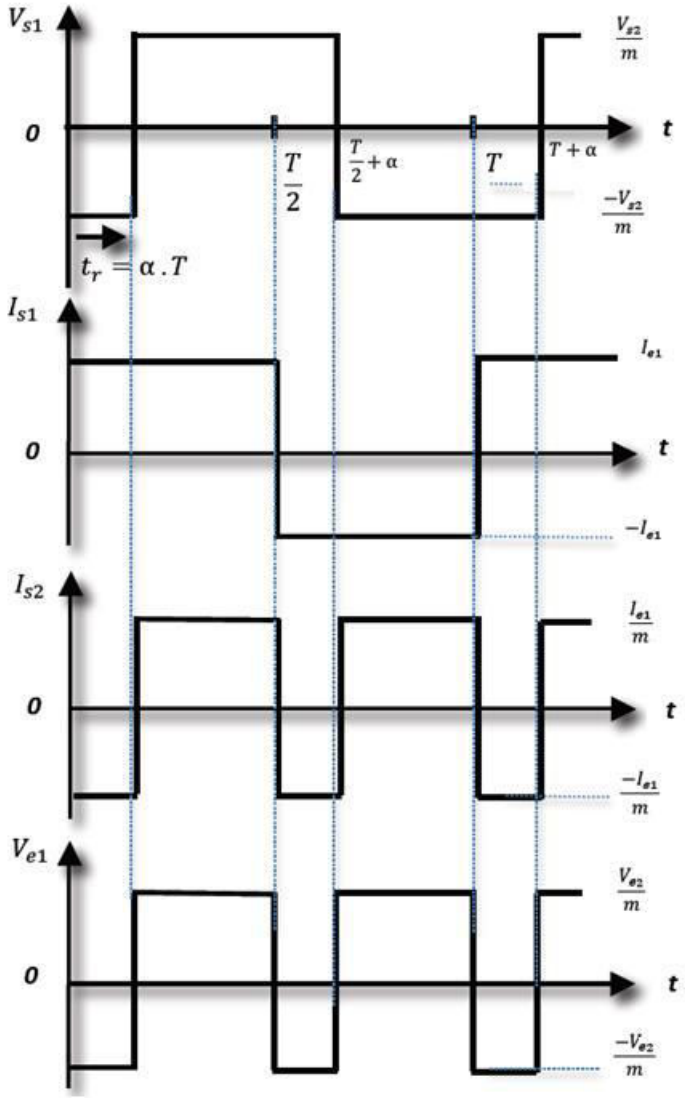


Figure 18: Forme d'onde du convertisseur multi-niveaux avec commande à décalage de bras

Les deux taches à réaliser étant à la fois l'alimentation et la transmission de signal aux drivers des multiples interrupteurs. Un état de l'art de chacune de ces fonctions a été réalisé.

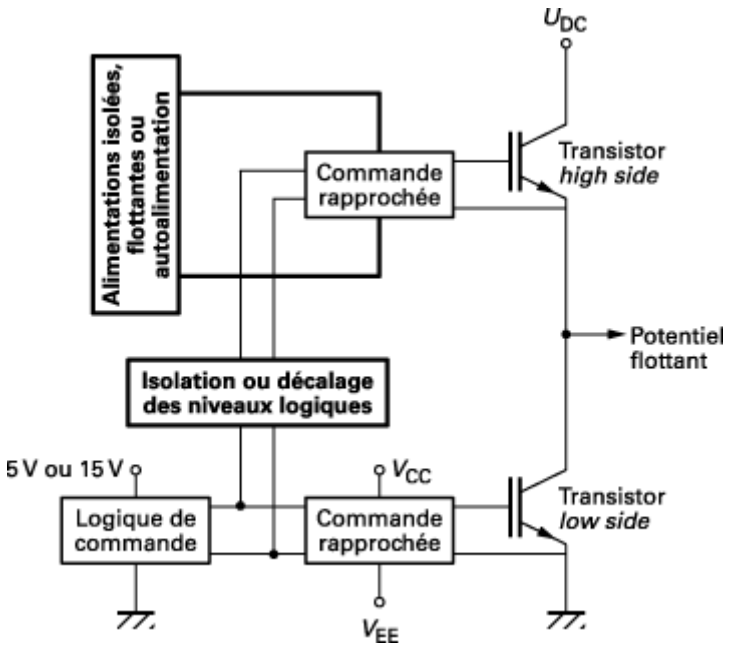


Figure 19: Principe d'alimentation et de commande d'un bras de conversion de Transistor MOS

L'isolation de la commande et de l'alimentation des allumeurs devient nécessaire lorsque les interrupteurs sont placés sur un bras d'onduleur comme nous pouvons le voir sur la Figure 19. La référence de l'interrupteur haut n'est plus à « 0 » mais au niveau de la tension de l'interrupteur bas (10 kV dans notre application). Il est donc essentiel d'imposer une alimentation flottante pour l'interrupteur haut du bras de conversion et d'étudier à la fois l'isolation de l'alimentation des allumeurs ainsi que l'isolation de leur commande.

II. Alimentation des drivers à forte isolation galvanique

1. Etat de l'art des alimentations à forte isolation galvanique

Nous allons à présent lister les différentes techniques pour assurer l'alimentation et l'isolation d'un driver.

La technique Bootstrap permet de créer un décalage entre deux niveaux de tension à l'aide d'un condensateur qui se charge à la tension de grille de l'interrupteur et crée ainsi une référence flottante (Figure 20) [LEFEBVRE-02]. Au vu des tensions appliquées dans le projet (10 kV), il n'est donc pas réalisable à cause de la limitation technologique des condensateurs existants qui conduirait à un volume rédhibitoire du driver. De plus ce principe limite le rapport cyclique.

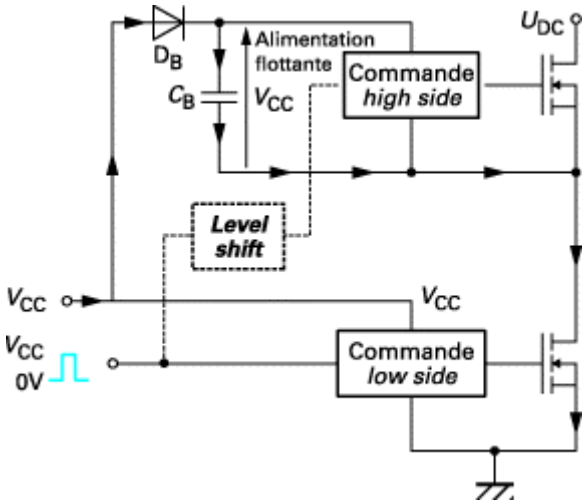


Figure 20: Principe d'alimentation d'un bras de pont

Une deuxième technique consisterait à utiliser un transformateur. En cas de besoin de forte isolation galvanique du transformateur, on utilise habituellement un liquide diélectrique tel que l'huile silicone (rigidité diélectrique de 15 kV/mm) [NAGEL], ou un gaz dont la rigidité diélectrique est supérieure à celle de l'air (CF4 par exemple, rigidité de 17 kV/mm contre 3 kV/mm pour l'air).

Le désavantage de l'huile est sa sensibilité à l'humidité environnante et aux impuretés se détachant des parois du contenant causé par le vieillissement ou par le stress mécanique.

Le désavantage du gaz à forte rigidité diélectrique est sa toxicité à haute température. D'autre part, le conditionnement spécifique (étanchéité forte) rend ces deux solutions inappropriées au milieu ferroviaire qui subit à la fois des contraintes mécaniques, climatiques et thermiques.

Dans le contexte de l'alimentation des drivers (quelques Watts), un transformateur à air permettrait aussi d'assurer la transmission de puissance mais, l'absence de matériau magnétique diminue considérablement la valeur de l'inductance magnétisante, ce qui accroit la puissance apparente, augmentant les pertes cuivre et diminuant considérablement le rendement du système complet sans résoudre la question du volume [TANG].

Récemment, un transformateur fortement isolé a été réalisé par le National Institute of Standards Technology (NIST) de Gaithersburg [BERNING] pour des applications telles que celles réalisées par la DERPA (Defense Advanced Research Projects Agency, département de la défense des Etats Unis). L'objectif de cette recherche consiste à réaliser un circuit isolé de commande de grille pour des interrupteurs fort courant et haute tension, développés pour un module composé de MOSFET/JBS SiC 10 kV, 100 A fonctionnant à 20 kHz. Cette alimentation de drivers a été dimensionnée pour une isolation de 30 kV.

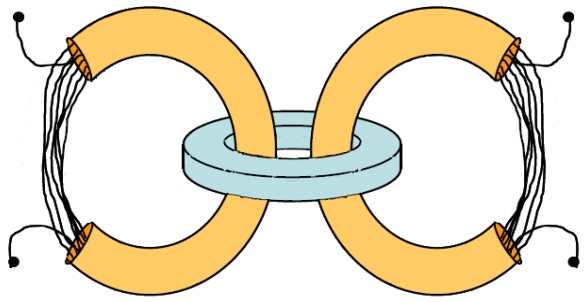


Figure 21: Design transformateur 10 kV avec faible capacité et forte tension

Le transformateur développé pour ce cahier des charges se compose d'un primaire à N spires placé dans une gaine isolante (même procédé au secondaire). Cette structure permet d'obtenir une forte isolation galvanique grâce à la tenue diélectrique du matériau isolant et à la distance séparent la gaine contenant les spires primaires de la gaine contenant les spires secondaires. Cette structure permet également de minimiser la capacité entre le primaire et le secondaire, et réduit le courants conduits de mode commun. Cependant la structure du transformateur est atypique (Figure 21) et reste difficile à réaliser industriellement.

Un autre type de transformateur fortement isolé pour une toute autre gamme de puissance a été développé par le laboratoire PESL de Zurich pour une application liée à l'énergie renouvelable. Il s'agit d'un transformateur de puissance apparente nominale de 1 MVA, 20 kHz isolé à 10 kV [ORTIZ]. Ce transformateur assure l'isolation galvanique au niveau du convertisseur DC/DC à étage intermédiaire moyenne fréquence pour un système à récupération d'énergie provenant d'une éolienne.

Trois structures ont été étudiées par le laboratoire PESL [ORTIZ] afin de répondre au critère d'isolation galvanique de 10 kV, tout en minimisant les pertes. Elles prennent en compte le refroidissement qui permet de maintenir une température stable pour ne pas altérer les propriétés des différents composants ainsi que les effets de peau et de proximité qui jouent un rôle principal pour les pertes cuivre.

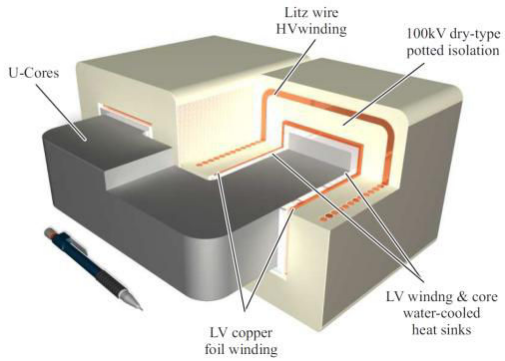


Figure 22: Transformateur "core type"

Dimensions: 294 mm x 284 mm x 141 mm. Pertes fer: 1,26 kW, Pertes cuivre : 1,55 kW.

Dans la structure « core type » (Figure 22), l'isolation est réalisée en plaçant une couche d'isolant sec (Mica) entre le primaire et le secondaire du transformateur. Il est constitué d'un seul noyau magnétique sur lequel les enroulements sont placés sur deux jambes du noyau magnétique. le fil de litz a été choisi pour l'enroulement HT.

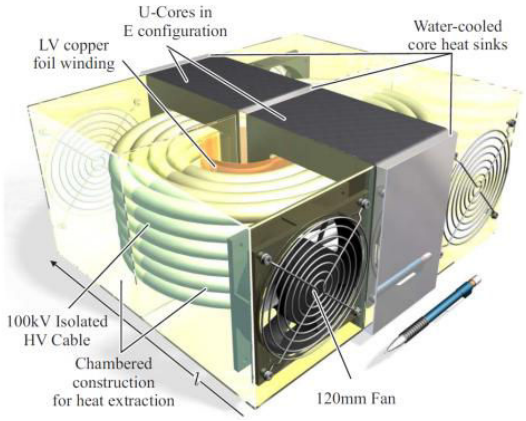


Figure 23: Transformateur "shell type"

Dimensions: 358 mm x 324 mm x 163 mm.
Pertes fer: 1,83 kW, Pertes cuivre : 1,93 kW

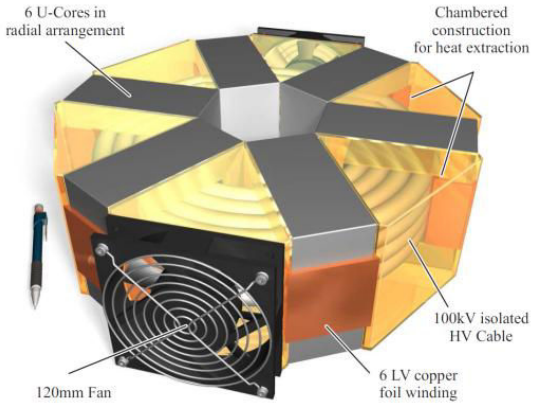


Figure 24: Transformateur "matrix"

Diamètre extérieur = 396 mm, Hauteur=120 mm.
Pertes fer: 2,23 kW, Pertes cuivre 2,28 kW.

Dans la structure « shell type » (Figure 23), l'isolation est réalisée grâce à la gaine du câble HT. Ce transformateur est constitué de deux noyaux magnétiques en U et un en I formant un noyau en E. L'enroulement BT est réalisé à l'aide de feuillard de cuivre disposé autour de la jambe centrale du noyau magnétique, l'enroulement HT multibrins est réalisé autour de l'enroulement BT.

Dans la structure « matrix » (Figure 24), l'isolation est réalisée grâce à la gaine du câble HT. Ce transformateur est constitué de six noyaux magnétiques. L'enroulement HT est bobiné autour d'une jambe des noyaux magnétiques, disposant ainsi les jambes de ces noyaux comme un noyau central. Sur l'autre bras de chaque noyau est disposé l'enroulement BT, séparant ainsi le courant BT en 6.

Les auteurs de l'étude rapportent que de ces trois structure, la « core type » est la plus performante du point de l'association volume/pertes (4,3 l/ 2,81 W).

Ce transformateur est encore en phase de réalisation.

L'objectif le plus contraignant de notre projet est d'obtenir une isolation de 60 kV et la nécessité d'avoir un système facile à entretenir donc à démonter. De ces points de vue les structures développées par le NIST et le PESL de Zurich ne nous conviennent pas. Toutefois

l'idée d'utiliser une gaine fortement isolante pour les bobinages sera envisagée et développée dans le chapitre 2.

2. Propositions pour la forte isolation galvanique des drivers

La Figure 25 présente la problématique d'une nécessité de double isolation galvanique. Chaque niveau étant alimenté sous 10 kV, les drivers d'un bras d'onduleur doivent donc être isolés entre eux à cette valeur. Par ailleurs, la liaison à la caténaire des étages de puissance impose une isolation de 60 kV des drivers par rapport à la terre.

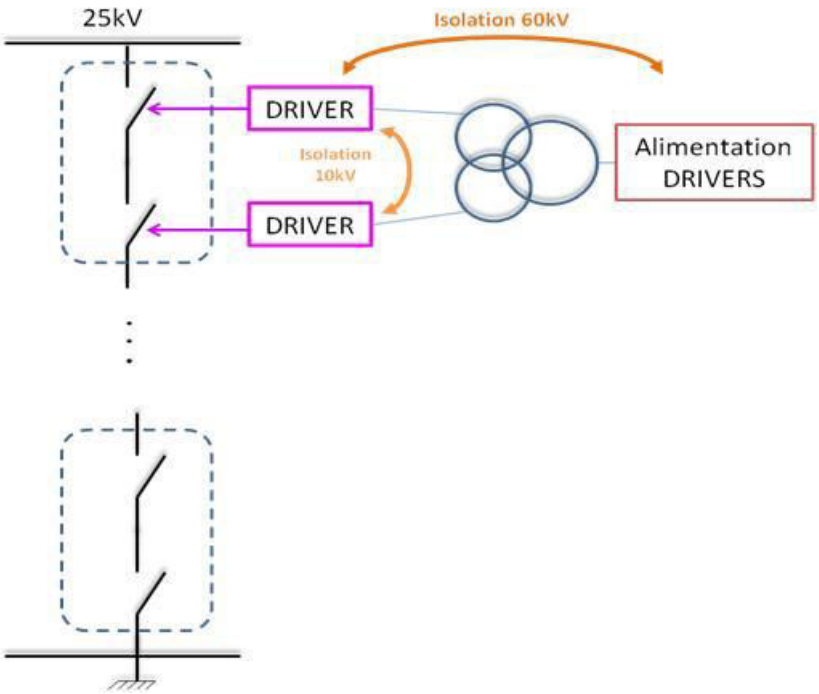


Figure 25: Contrainte d'isolations galvaniques sur le convertisseur multi-niveaux

Deux niveaux d'isolation galvanique étant nécessaires, nous avons envisagé deux solutions :

- Un transformateur à double isolation galvanique à noyau magnétique simple (Figure 26),
- Un transformateur à double isolation galvanique à double noyau magnétique (Figure 27).

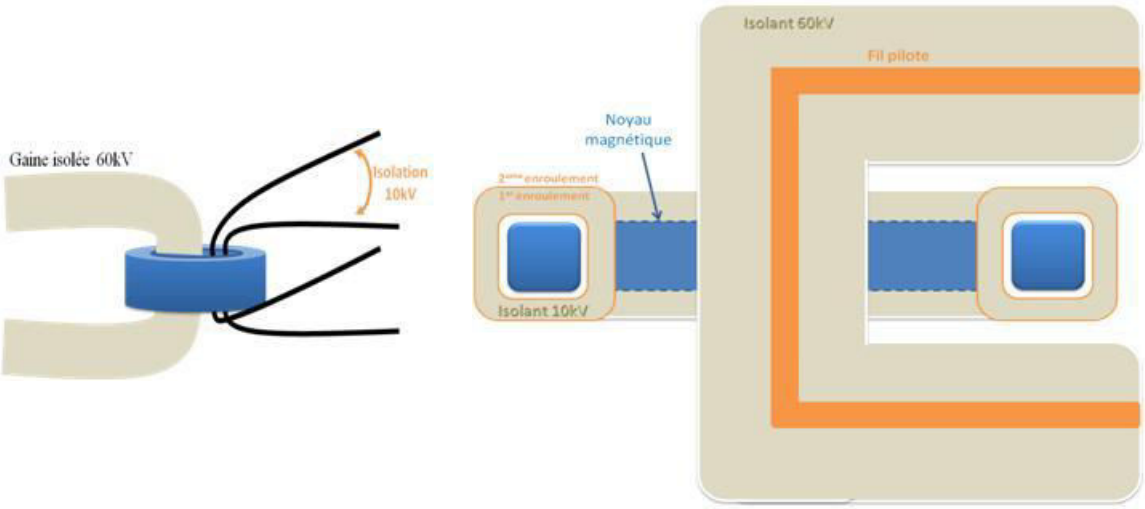


Figure 26: Transformateur à double isolation galvanique à noyau magnétique simple

L'architecture proposée Figure 26 permet de réaliser le premier niveau d'isolation à l'aide de l'enroulement primaire isolé par une gaine 60 kV. Le second niveau d'isolation à 10 kV est obtenu par isolation classique entre les enroulements secondaires. Cette organisation du transformateur conduit à un fort surdimensionnement du circuit magnétique qui doit loger un volume d'autant plus important de diélectriques qu'il y a de spires primaires (Figure 26).

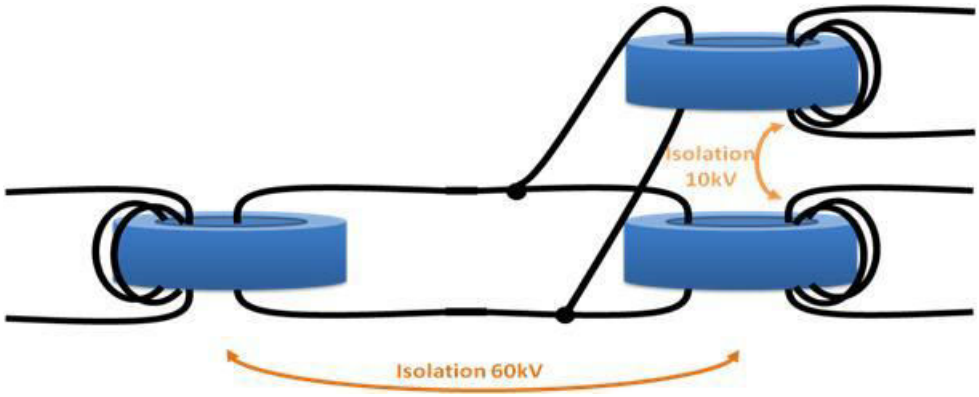


Figure 27: Transformateur à double isolation galvanique (DGIT) à noyau magnétique double

Afin de remédier à cet inconvénient, nous proposons une seconde architecture, représentée à la Figure 27. Elle permet de réaliser un premier niveau d'isolation (60 kV) à l'aide d'un premier enroulement, composé de plusieurs spires au primaire et une spire au secondaire, et un second niveau d'isolation (10 kV) à l'aide d'un second enroulement composé d'une spire primaire et plusieurs spires secondaires [BREHAUT-06-2]. Ceci revient donc à faire une isolation galvanique THT et plusieurs isolations galvaniques HT à l'aide d'enroulements sur des noyaux magnétiques secondaires au niveau de chaque driver à alimenter. Le fil reliant le premier transformateur au deuxième est appelé le « fil pilote ».

Les deux solutions proposées pour l'isolation THT et HT sont étudiées et comparées dans le chapitre 2.

Dans le cas de la solution à deux noyaux magnétiques, la question de répartition des capacités se pose (Figure 28), car elles sont déterminantes pour la répartition des potentiels statiques.

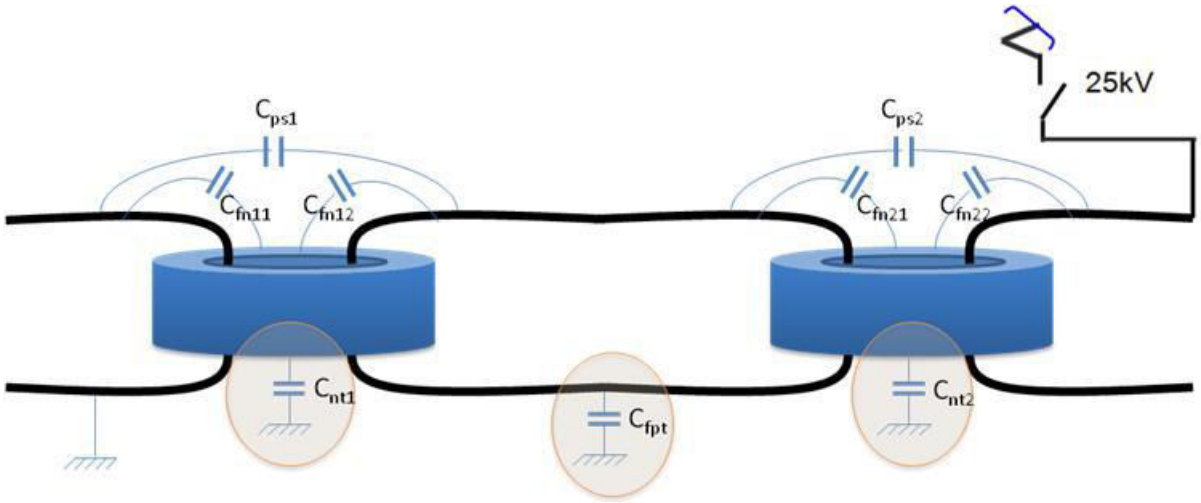


Figure 28: Répartition des capacités dans un DGIT

En effet, le courant de mode commun et la répartition des potentiels varient en fonction de l'emplacement et de la valeur des capacités parasites. Une réflexion sur les différentes liaisons à la terre est donc importante à avoir. Sur les Figure 28 et Figure 29 nous pouvons voir la répartition des capacités dans un système à double isolation galvanique avec deux noyaux magnétiques. Le modèle établi à la Figure 29 correspond à la topologie des transformateurs mis en œuvre dans ce projet et aux matériaux qui les composent. Les différentes capacités représentées dans les Figure 28, Figure 29 et Figure 30, sont calculées à partir des coefficients déterminés par les mesures effectuées sur un transformateur à noyau nanocristallin (perméabilité 70 000) enrobé d'une couche de 1 mm de résine époxy, ses dimensions sont de 34,8 x 29,5 x 21mm. Le nombre de spires primaires est de 10 et le nombre de spires secondaires est unitaire.

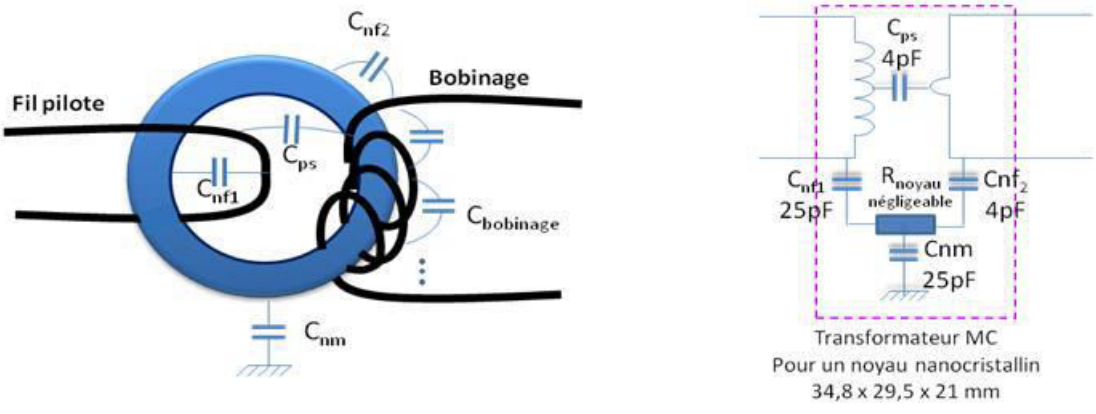


Figure 29: Répartition des capacités dans un transformateur du DGIT

Le schéma équivalent des capacités présentes dans le système à double noyau magnétique est représenté à la Figure 29. Nous avons défini :

- La capacité entre le noyau et le fil du bobinage primaire (C_{nf1}),
- La capacité entre le noyau et le fil du bobinage secondaire (C_{nf2}),
- La capacité entre le fil du bobinage primaire et le fil du bobinage secondaire (C_{ps}),
- La capacité entre le noyau magnétique et le plan de masse (C_{nm}),

La différence de potentiel maximum possible entre le primaire et le secondaire peut atteindre 60 kV. On minimise les capacités parasites par un positionnement adapté des bobinages. Le fil pilote a donc été placé au centre du noyau magnétique avec un enroulement unitaire et le bobinage est réalisé sur le pourtour du noyau magnétique. Les deux transformateurs ont la même topologie inversée entre le primaire et le secondaire. Un positionnement fixe des bobinages par rapport au noyau magnétique permet de figer les valeurs des capacités C_{nf1}, C_{nf2} et C_{ps}. La valeur de la capacité C_{nm} pourra varier en fonction de la distance se trouvant entre le plan de masse et le noyau magnétique.

Nous pouvons voir à la Figure 30 la représentation des potentiels dans le cas d'utilisation des transformateurs précédemment modélisés. Dans ce schéma, les potentiels des deux noyaux magnétiques sont flottants. Le matériau du noyau magnétique étant du nanocristallin, sa résistance est considérée comme négligeable.

Ils sont positionnés directement sur le plan de masse et le fil pilote est positionné à une hauteur variable au dessus du plan de masse.

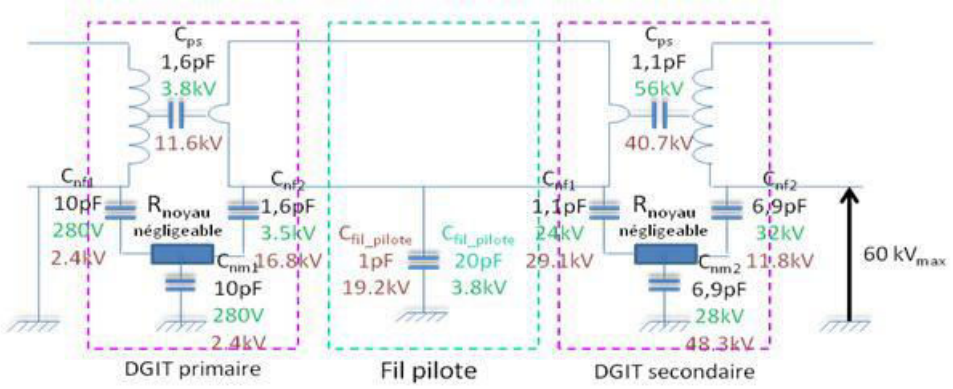


Figure 30: Répartition des potentiels dans le DGIT à 1 secondaire

Pour rappel, le potentiel maximum possible dans circuit à alimenter peut atteindre jusqu'à 60 kV (valeur maximale du transitoire de la tension caténaire).

En agissant sur la capacité de mode commun du fil pilote, nous allons faire varier la tension à ses bornes et ainsi nous pourrons réduire cette contrainte de tension subie. Pour ceci, il faut augmenter la distance entre le fil pilote et le plan de masse, nous avons donc étudié deux cas :

- Le fil pilote placé à 1 cm du plan de masse (C_{fil_pilote} = 20 pF, valeurs en vert sur la Figure 30), la capacité de mode commun du fil pilote voit à ses bornes une tension de 3,8 kV, ce qui réduit de façon considérable le niveau de tension à supporter par le transformateur primaire mais accroît celui du secondaire.
- Le fil pilote placé à environ 38 cm du plan de masse (C_{fil_pilote} = 1 pF, valeurs en rouge sur la Figure 30), la tension aux bornes de la capacité de mode commun du fil pilote augmente pour atteindre la valeur de 19,2 kV et permet une répartition plus homogène des tensions entre le transformateur primaire et le transformateur secondaire.

Ainsi, d'après la répartition des potentiels d'un DGIT1 présentées en rouge et vert à la Figure 30, nous remarquons que le transformateur secondaire est celui qui subit toujours les ddp les plus élevées.

Une réflexion sur la répartition des capacités dans les transformateurs et dans le fil pilote s'impose.

La configuration la plus favorable pour un DGIT multi-secondaires est celle que l'on peut observer à la Figure 31 (nous y reviendrons au Chapitre 2).

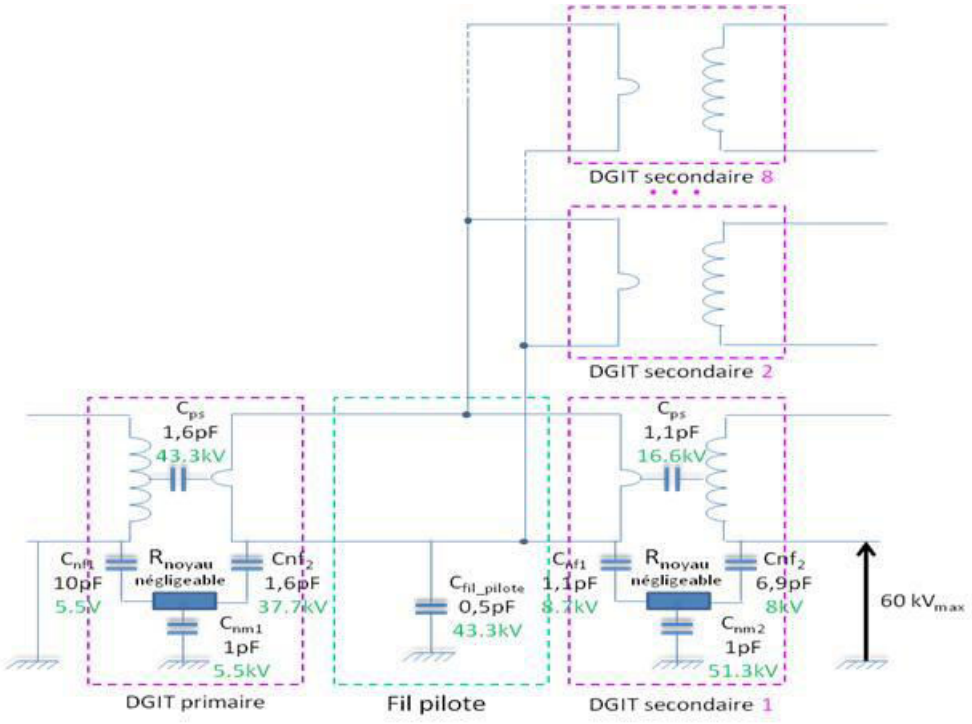


Figure 31: Répartition des potentiels dans le DGIT à 8 secondaires

L'objectif de la répartition des potentiels dans notre cas, est de positionner les plus fortes ddp au transformateur primaire du DGIT afin de réduire au maximum la taille des noyaux magnétique des transformateurs secondaires du DGIT.

Dans le cas qui nous concerne où 8 drivers sont à alimenter pour chaque onduleur, il est nécessaire de mettre en parallèle 8 transformateurs secondaires (le choix de la mise en parallèle des secondaires est exposé au chapitre 2). La répartition des capacités parasites et des potentiels varient fortement. En effet, lorsque l'on place huit secondaires en parallèle, cela revient à multiplier par huit chaque composant capacitif équivalent du transformateur secondaire. Ceci agit sur la répartition des potentiels en basculant les potentiels les plus élevées du coté du transformateur primaire. Ainsi, pour réduire au maximum la tension supportée par le second transformateur, nous avons réduit au maximum les capacités de mode commun entre les noyaux magnétique et la masse. Ceci revient à éloigner les transformateurs d'environ 30 cm de la masse. Enfin la dernière action est réalisée sur la distance entre le fil pilote et la masse. Comme nous l'avons vu dans le cas précédent, plus la valeur de cette capacité est faible et plus les potentiels au niveau du transformateur secondaire seront faibles. Nous devons donc réduire cette capacité à 0,5 pF, ce qui revient à éloigner le fil du plan de masse d'environ 40 cm.

L'isolation galvanique de l'alimentation des drivers de puissance étant traitée, l'isolation du signal de commande des drivers reste à être développée.

III. Transmission de l'information de commande pour convertisseur multi-niveaux

1. Etat de l'art de la transmission de commande de convertisseur

Comme nous pouvons le voir à la Figure 32, le circuit de commande doit aussi recevoir les signaux de commande sans rompre l'isolation galvanique. Différentes techniques existent : optocoupleur, transformateur d'impulsion, transformateur pièzo électrique [VASIC] et fibre optique [LEFEBVRE-02], [MULTON-02], [MULTON-03]. Le transformateur d'impulsion est une solution qui n'est pas bien adaptée aux fortes contraintes d'isolement.
La fibre optique est généralement adoptée (ou transformateur d'impulsion) pour assurer des niveaux élevés d'isolation [PEZ], de plus elle permet la transmission de gros volumes de données logiques (jusqu'à 1Gb/s).

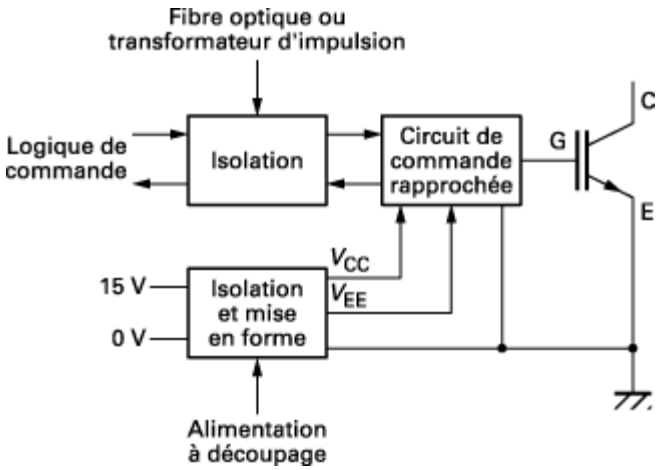


Figure 32: Principe d'alimentation et de commande d'un IGBT

Cependant la limitation de la fibre optique dans l'environnement de l'application est la sensibilité mécanique. En effet dans le domaine du ferroviaire, toute la structure électrique est sollicité mécaniquement. Elle doit être solide et fiable afin de conserver la fonctionnalité des composants. A défaut d'autre solutions, la fibre optique est toujours utilisée, cependant il est intéressant d'envisager d'autres moyens de transmission d'information à forte isolation galvanique.

Un autre type de moyen de transmission d'informations est la liaison par radio-fréquence (RF). Aujourd'hui celle-ci n'est pas utilisée pour la commande de convertisseurs statiques.
Elle est principalement employée pour transmettre des données de type images (télévision, caméra, etc…) et voix (radio, téléphones portables, etc…) via le faisceau hertzien. Celles-ci demandent un emploi de matériel permettant de transmettre des informations sur une longue portée, ce qui n'est pas le cas de notre application.
Le support pour la transmission des données de commande de convertisseurs statiques doit avoir les spécifications suivantes :

- Une distance maximale de l'ordre de 10 m entre l'émetteur et le récepteur ; cette distance est liée à l'éloignement maximum entre le boitier d'émission (qu'il a été choisi de positionner au niveau de la carte d'alimentation des drivers) et le boitier de réception (positionné au plus prêt des drivers).
- Une vitesse de transmission des données permettant la quasi simultanéité des réceptions, ceci est une contrainte liée aux techniques de commandes de convertisseurs multi-niveaux.
- Un débit de données suffisant pour transmettre la totalité des informations de commande à une fréquence supérieure ou égale à la fréquence de commutation (10 kHz dans

notre cas pour 20 bits à transmettre en parallèle, ce qui mène, après une mise en série, à une information minimum de 200 Kbits/s à transmettre). A terme la fréquence de commutation sera de 20 kHz, il est donc préférable de prévoir une marge avec un débit de 400 Kbits/s.

- Un minimum de sécurité de transmission doit être assuré pour que le signal ne soit pas victime des interférences.
- Un volume le plus faible possible, toujours dans l'idée de minimiser la taille globale des composants constituant le module de conversion de puissance.

Pour répondre à ces spécifications, plusieurs standards paraissent être de bons candidats, tel que le montre le Tableau 2 [SPG].

Tableau 2: Caractéristiques de standards de communication sans fil communément utilisé

	ZigBee	802.11 (Wi-Fi)	Bluetooth	UWB (Ultra Wide Band)	Wireless USB	IR Wireless
Data Rate	*20, 40, and 250 Kbits/s*	11 & 54 Mbits/sec	1 Mbits/s	100-500 Mbits/s	62.5 Kbits/s	20-40 Kbits/s 115 Kbits/s 4 & 16 Mbits/s
Range	*10-100 meters*	50-100 meters	10 meters	<10 meters	10 meters	<10 meters (line of sight)
Networking Topology	*Ad-hoc, peer to peer, star, or mesh*	Point to hub	Ad-hoc, very small networks	Point to point	Point to point	Point to point
Operating Frequency	*868 MHz (Europe) 900-928 MHz (NA), 2.4 GHz (worldwide)*	2.4 and 5 GHz	2.4 GHz	3.1-10.6 GHz	2.4 GHz	800-900 nm
Complexity (Device and application impact)	*Low*	High	High	Medium	Low	Low
Power Consumption (Battery option and life)	*Very low (low power is a design goal)*	High	Medium	Low	Low	Low
Security	*128 AES plus application layer security*		64 and 128 bit encyption			
Other Information	*Devices can join an existing network in under 30ms*	Device connection requires 3-5 seconds	Device connection requires up to 10 seconds			
Typical Applications	*Industrial control and monitoring, sensor networks, building automation, home control and automation, toys, games*	Wireless LAN connectivity, broadband Internet access	Wireless connectivity between devices such as phones, PDA, laptops, headsets	Streaming video, home entertainment applications	PC peripheral connections	Remote controls, PC, PDA, phone, laptop links

Parmi les six standards présentés dans le tableau 2, quatre d'entre eux peuvent d'ores et déjà être supprimés de nos choix :

- L'infra rouge (IR Wireless) n'est pas adapté à notre application. En effet, il peut y avoir des éléments se trouvant dans l'espace entre l'émetteur et le récepteur. De plus des mouvements liés à l'environnement ferroviaire pourraient couper le lien infra rouge.
- L'USB sans fil (Wireless USB) n'est pas adapté à notre application. Le débit de 62,5 Kbits/s est insuffisant pour les données que nous souhaitons transmettre (pour une fréquence de 20 kHz, cela revient à une capacité de transmission de 3 bits)
- Le UWB (Ultra Wide Band) n'est pas adapté à notre application. La portée du signal étant inférieure à 10 m, ceci ne répond donc pas aux spécifications citées précédemment.
- Le Bluetooth n'est pas adapté à notre application à cause du nombre de bits de sécurité. En effet, pour une fréquence de 20 kHz et un débit de 1 Mbits/s, la capacité de transmission est de 50 bits auxquels il faut ajouter les bits permettant la sécurité. Pour le Bluetooth, celle-ci est assurée en générant un nombre aléatoire sur 64 ou 128 bits [LAGRANGE], ce qui ralentit considérablement la transmission des données. Avec ce procédé, il ne sera pas possible d'assurer l'envoie de la commande à une fréquence minimale de 20 kHz.

Les standards restant paraissent adaptés à la commande de drivers pour les raisons suivantes :

- Le ZigBee : utilisé dans le domaine industriel, de la domotique et du médical pour effectuer des mesures et activer des processus automatisés [VAN D]. Pour une fréquence de découpage des drivers de 20 kHz, la capacité de transmission de ce protocole est de 12 bits avec un débit de 250 Kbits/s. Ceci peut ne pas être suffisant ; cette possibilité sera étudiée dans le chapitre 4, à la suite de la définition des informations à communiquer afin d'être plus précis sur le nombre de bits à transmettre.
- Le WIFI : utilisé principalement dans le domaine de l'informatique [GUERIN] a tous les critères nécessaires pour la transmission de commande de drivers. Il a une portée, un débit et une fréquence de transmission dépassant les valeurs minimales imposées par notre application.

Un autre standard, ne figurant pas dans les standards classique parait être également adapté à la transmission de commande de drivers : le « HopeRF » développée par le constructeur HopeRF [HOPERF]. Celui-ci a pour références, un débit pouvant atteindre un maximum de 2 Mbits/s, une distance de 100 m et une fréquence de transmission de 2,4 GHz.

Il est également possible d'envoyer l'information en analogique avec une transmission par modulation de fréquence. Ce protocole étant simplifié, il permettra de réaliser une transmission en temps réel.

Ces quatre solutions restent à être comparées de façon plus précise afin de choisir le standard le plus approprié à notre projet (cf. chapitre 4).

2. Proposition pour la commande de driver pour convertisseur multi-niveaux

Cherchant une alternative à l'utilisation de fibre optique, nous proposons la solution de la transmission des informations de commande par radiofréquence.

Notre choix de fréquence de transmission a porté sur 2,45 GHz car c'est une fréquence disponible pour les applications industrielles et de nombreux composants existent déjà pour cette gamme de fréquence. De par ce principe de transmission des données, les informations de commande sont réceptionnées par tous les allumeurs simultanément, ce qui est primordial pour l'application multi-niveaux.

L'architecture de transmission de données que nous avons développée comprend un récepteur pour chacun des niveaux du convertisseur multi-niveaux. Après réception de l'information de commande, celle-ci est distribuée à chacun des drivers par une fibre optique courte comme nous pouvons le voir à la Figure 33. Dans cette configuration les fibres optiques ne subissent pas de contraintes thermomécaniques car celles-ci sont figées dans le boitier contenant le convertisseur complet.

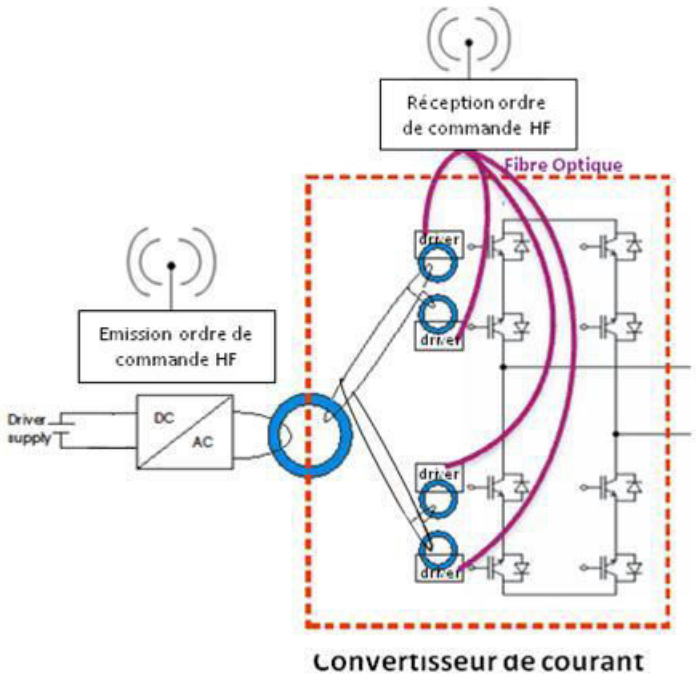


Figure 33: Disposition des antennes émettrice et réceptrice pour un niveau du convertisseur multi-niveaux

Pour chaque niveau du convertisseur multi-niveaux, il y a plusieurs types d'informations de commande. Selon le système de communication choisi, la stratégie de transmission des données est différente :

- Un émetteur pour plusieurs récepteurs,
- Un émetteur pour un récepteur.

Dans notre cas, la principale caractéristique définissant la stratégie de transmission est le débit du support de transmission. Nous allons préciser ceci ci-dessous en considérant les critères de débit et de sécurité de transmission de l'information.

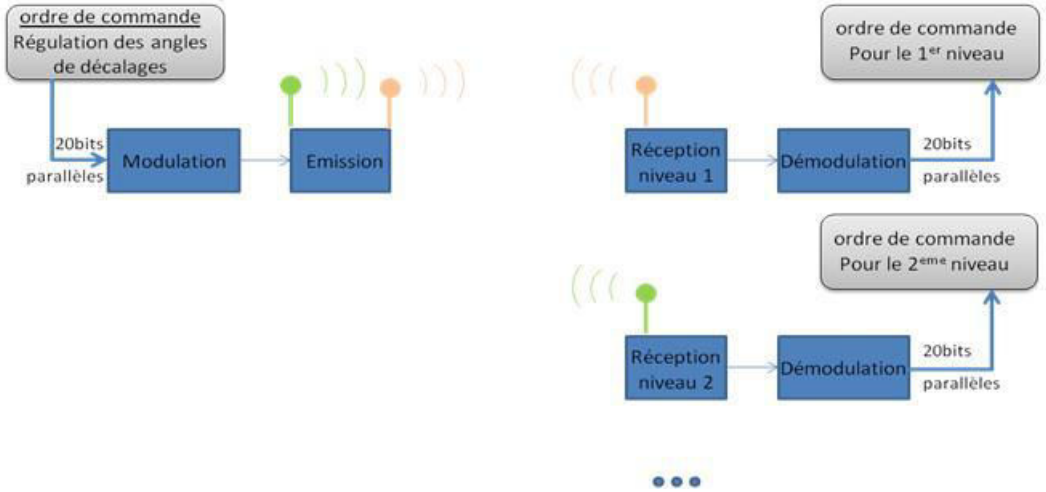


Figure 34: Principe de communication des informations de commande des drivers pour un convertisseur multi-niveaux

Plusieurs points doivent être vérifiés pour s'assurer de la fiabilité et de la qualité de la liaison [AL AGHA] :

- Les contraintes liées à l'application : l'application multi-niveaux incite à utiliser autant de récepteurs que de niveaux. Le nombre d'émetteurs dépend de la taille du paquet de données à transmettre par radio-fréquence et du support choisi pour la transmission RF.
- Les contraintes énergétiques : celle-ci n'est pas une contrainte majeure car l'alimentation du dispositif de communication se fait directement à partir du réseau d'alimentation basse tension prévu pour la commande des drivers et non à partir de batteries. Une puissance absorbée minimale reste tout de même préférable afin de maximiser le rendement du système global.
- Les contraintes liées à la qualité de service : cette notion prend en compte la fréquence et le débit du signal. En effet, la fréquence de transmission doit être suffisamment élevée pour minimiser le retard entre l'émission et la réception. Le débit doit être suffisamment grand pour transmettre toutes les informations nécessaires à la fréquence de découpage imposée

(20 kHz) ou au-delà auquel on ajoute le temps de traitement de ce signal (modulation, démodulation, etc…).

- Les contraintes liées à la protection de l'information : les commandes de drivers ne doivent pas être sujettes aux perturbations électromagnétiques (appareils transporté par les voyageurs fonctionnant à la même fréquence, système de signalisation pour le ferroviaire, etc…). Pour les protéger, il pourrait être nécessaire de développer un protocole de transmission intégrant des systèmes de sécurité.
- Les contraintes de simplicité : le protocole de transmission doit être le plus robuste et simple possible afin de ne pas réduire le temps nécessaire à la transmission d'un paquet.
- Les contraintes liées à l'environnement : les dispositifs de transmission se trouveront en périphérie d'un caisson métallique contenant les convertisseurs de puissance, ce qui peut engendrer des phénomènes de réflexion de paroi. De plus, les antennes étant placées en extérieur, elles peuvent être en conflit avec celles provenant d'un autre train, lors d'un croisement.

Ces différentes contraintes, ne sont pas gênantes avec l'utilisation de la fibre optique. Avec la transmission RF, celle-ci deviennent surmontables grâce au développement d'un protocole et d'un programme permettant la sécurité des données transmises, mais elles ne doivent pas être trop conséquentes afin de ne pas ralentir la transmission des paquets de données. Des compromis doivent donc être réalisés afin de pouvoir concurrencer la fibre optique dans son mode de transmission pour notre application, ce qui rendra ce système plus approprié que la fibre optique, grâce à son insensibilité aux problèmes thermomécaniques présents dans le milieu du ferroviaire.

3. Solution complète

L'association des solutions proposées pour la double isolation galvanique et pour la commande par micro-ondes est présentée à la Figure 35.

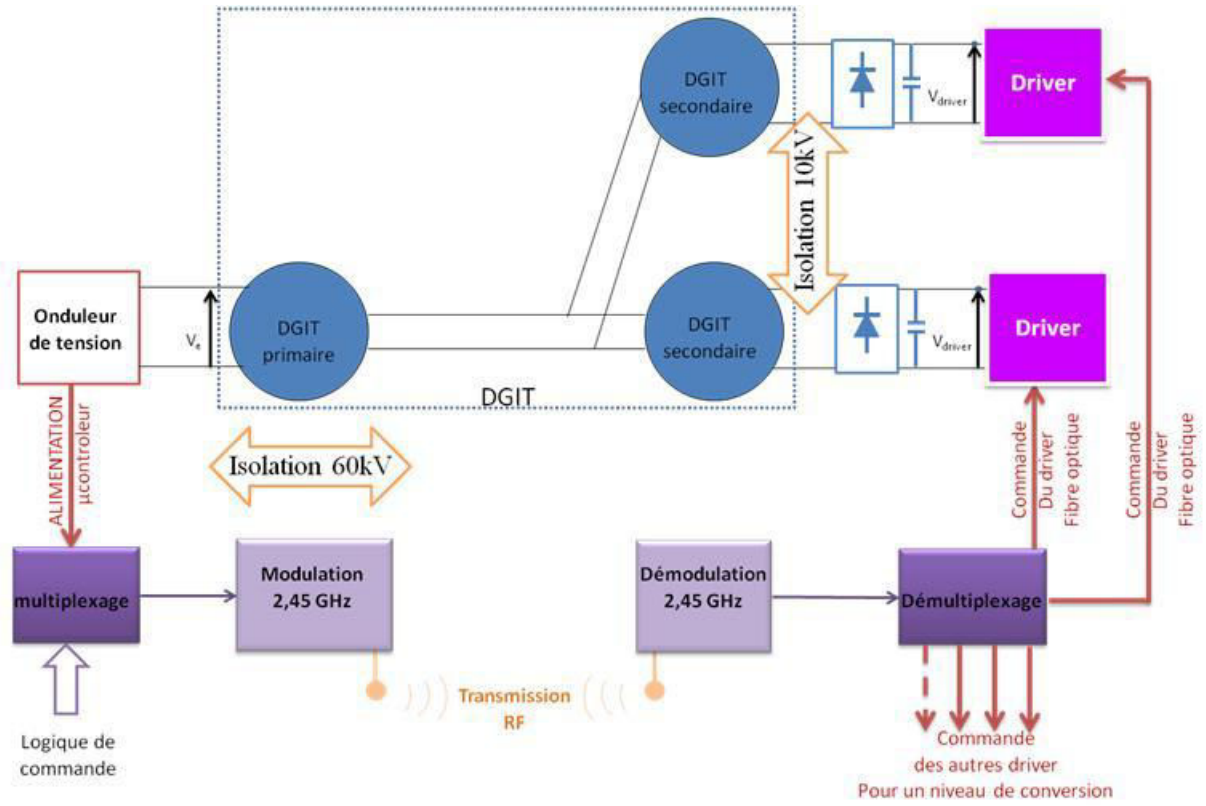


Figure 35: Schéma du système complet développé

Sur la Figure 35, nous voyons les parties qui sont développées dans ce manuscrit :

- Le transformateur à double isolation galvanique (DGIT) qui permet d'isoler le driver du convertisseur HT des différents niveaux de tensions présents dans le circuit et dans l'environnement proche (60 kV et 10 kV). Dans le premier chapitre, une étude détaillée des systèmes permettant l'isolation galvanique est réalisée. Après avoir effectué un choix quant à la structure d'isolation, une étude électrique et fréquentielle est effectuée.
- L'onduleur de tension permettant de fournir la tension nécessaire au driver, tout en s'adaptant au DGIT qui a un caractère inductif. Dans le deuxième chapitre, une comparaison et un choix de disposition des transformateurs pour une alimentation destinée à un niveau, sont développés ainsi que l'alimentation qui leur est adaptée. Un modèle électrique est proposé et vérifié.
- La transmission de la commande des drivers par radio-fréquence. Dans le quatrième chapitre, une étude de la stratégie de transmission des données de commande est réalisée.

Pour compléter le projet ANR, cette structure sera intégrée aux autres développements en cours, en aval d'une alimentation continue constituée de batteries, et en amont d'un étage de conversion intégrant des transistors MOSFET SiC 10 kV.

CHAPITRE 2

Etude architecturale et dimensionnement du DGIT

Sommaire

I. Principe du transformateur à double isolation galvanique 51

1. Objectifs 51
2. Principe d'isolation THT et HT 52

II. Méthode de dimensionnement d'un DGIT multi secondaires 64

1. Méthodologie de dimensionnement des noyaux magnétiques 64
2. Calcul du nombre de spires primaire du DGIT 66
3. Vérification de la distance d'isolement 67
4. Vérification du courant magnétisant 67
5. Calcul du nombre de spires secondaires 69
6. Calcul de la section des conducteurs et du nombre de couche du bobinage 69
7. Calcul des pertes Joules et des pertes fer 70
8. Algorithme de dimensionnement du DGIT 73

III. Choix paramétrique pour l'optimisation du DGIT 76

1. Choix de l'architecture 76
2. Choix du matériau magnétique 78
3. Choix de l'induction et de la fréquence d'alimentation 79
4. Choix du nombre de spires du fil pilote 83
5. Synthèse des choix paramétriques optimaux 83

IV. Etude fréquentielle du DGIT en mode différentiel 85

1. Etude fréquentielle des transformateurs du DGIT 85
2. Etude fréquentielle du DGIT multi secondaires 92
3. Comportement du DGIT imprégné 93

V. Etude fréquentielle du DGIT en mode commun 96

1. Etude fréquentielle des transformateurs du DGIT 96
2. Etude fréquentielle du DGIT en mode commun 100

VI. Conclusion 102

I. Principe du transformateur à double isolation galvanique

1. Objectifs

Le développement du transformateur à double isolation galvanique (DGIT) a été conduit dans le but de réaliser un double niveau d'isolation galvanique HT (10 kV) et THT (60 kV), vis-à-vis de la commande éloignée et vis-à-vis de l'autre interrupteur de la cellule de commutation. Pour réaliser ce dispositif, plusieurs contraintes ont été considérées et utilisées comme données de départ pour les différentes études menées dans ce chapitre. Celles-ci sont illustrées à la Figure 36.

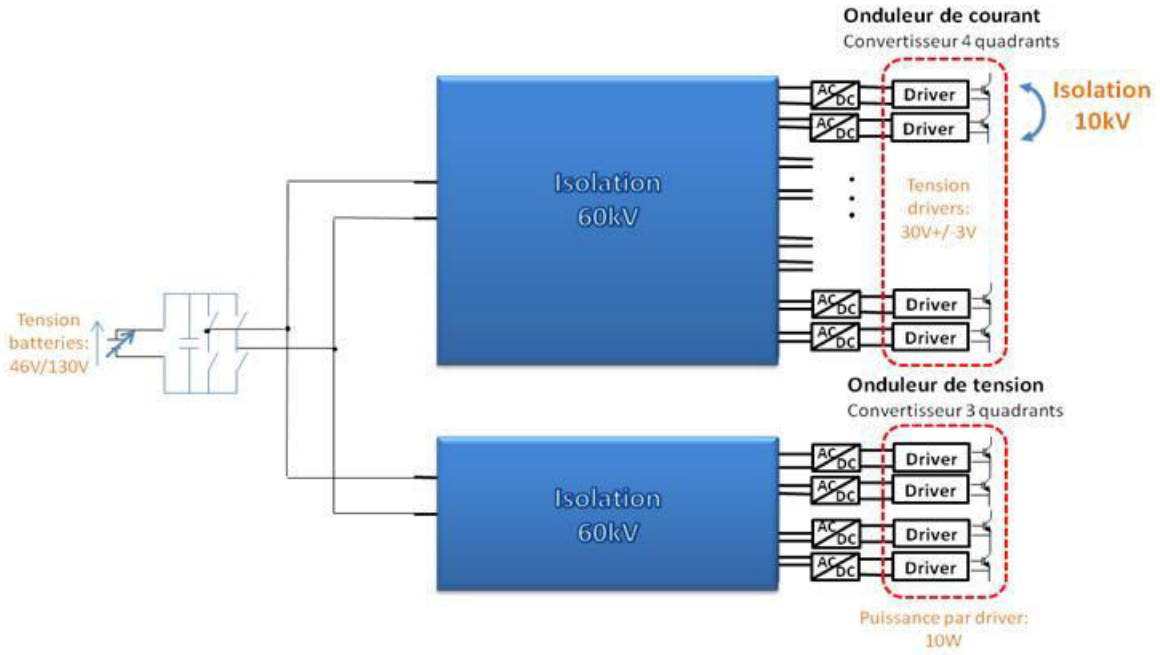


Figure 36: Schématisation des contraintes à respecter

Les impératifs à respecter et les données de base sont donc :

- Un rendement globale de 80% (existant actuellement) pour les alimentations des allumeurs,
- Une tension d'entrée fournie par des batteries pouvant varier entre 46 V et 130 V, Une isolation galvanique THT de 60 kV (liée à l'amplitude maximale du transitoire de la tension caténaire) et une isolation galvanique HT de 10 kV (liée au niveau de tension des semi-conducteurs à alimenter),
- Une tension d'alimentation des drivers de 30 V +/- 3 V DC,
- Une puissance maximale consommée par chaque driver de l'ordre de 10 W,
- L'onduleur de courant fonctionnant dans les 4 quadrants implique l'utilisation de 8 semi-conducteurs pour ce convertisseur,

- L'onduleur de tension fonctionnant dans les 2 quadrants implique l'utilisation de 4 semi-conducteurs commandés pour ce convertisseur,
- L'entretien de l'équipement doit être simplifié au maximum.

Comme il a déjà été évoqué, la nécessité d'isolation galvanique a pour conséquence l'augmentation du volume du circuit magnétique qui doit contenir des conducteurs très fortement isolés. Pour limiter cet accroissement volumique, une réflexion concernant le choix de plusieurs paramètres dimensionnant dont le matériau magnétique a été menée et nous avons établi une procédure pour les dimensionner au mieux.

Afin d'alimenter l'ensemble des drivers d'un niveau de conversion, il a été nécessaire d'adapter le principe du DGIT de façon à constituer plusieurs secondaires (un par driver d'une même cellule de commutation). Une réflexion concernant l'architecture du système DGIT multi-secondaires a donc été entreprise. Un modèle électrique a été développé pour l'architecture choisie et validé à l'aide de mesures.

2. Principe d'isolation THT et HT

Afin d'assurer les deux niveaux d'isolation galvanique nécessaires au système d'alimentation des commandes des MOSFET SiC, il a fallu à la fois traiter l'isolation THT et HT pour former le DGIT [GALAI-11-1].

Le choix de la forme du noyau magnétique réalisant l'isolation galvanique s'est porté sur le tore. En effet celle-ci permet d'avoir un coefficient de couplage satisfaisant entre le bobinage primaire et secondaire, et en plaçant le fil secondaire (ou primaire) au centre du noyau torique, d'assurer le maximum d'isolement en maintenant une distance d constante entre le bobinage primaire et secondaire (Figure 37 et Figure 38).

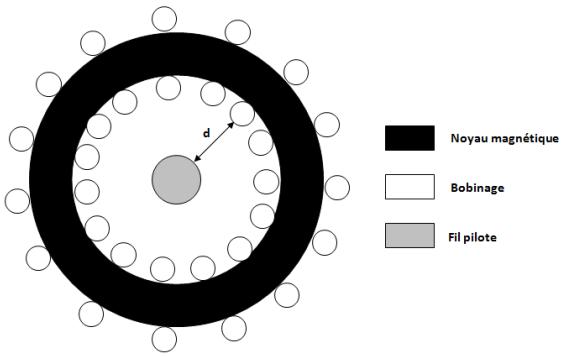


Figure 37: Position des bobinages sur transformateur torique

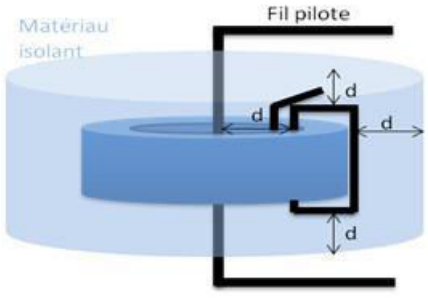


Figure 38: Imprégnation du transformateur dans un matériau isolant

La distance « d » nécessaire entre le bobinage primaire et secondaire, pour une isolation THT (60 kV) et HT (10 kV) est fixée par la rigidité diélectrique de l'air sec (36 kV par cm). Un des critères dimensionnant étant le volume global du système, nous avons cherché à diminuer cette distance. De ce fait, l'équipe « matériaux » du laboratoire PRIME d'ALSTOM transport, a été chargée d'imprégner les transformateurs dans de la résine époxy « Araldite CW 2250 » dont les caractéristiques à 25°C sont les suivantes (extrait de la datasheet « Vantico Araldite CY 2250/ HY 2251 ») :

- Masse spécifique à 25°C : 1,57 g/cm^3
- Conductibilité thermique : 0,67 W/mK
- Constante de permittivité électrique : 4,6
- Rigidité diélectrique : 28 kV/mm
- Résistance au choc thermique : -40°C/ +120°C

Ainsi nous pouvons réaliser un gain d'espacement considérable (cf. Tableau 3). Dans ce tableau nous retrouvons des données théoriques de l'espacement dans l'air et dans le matériau époxy choisi, pour une tenue diélectrique de 60 kV. Ces données sont renseignées pour une température de 25°C, dans un milieu sec.

Tableau 3: Distances nécessaires pour la tenue diélectrique

Tenue diélectrique	d théorique dans l'air	d théorique dans l'isolant
60 kV	32 mm	12 mm

Ainsi que nous l'avons vu au premier chapitre, deux principes de double isolation galvanique sont possibles.

Le premier consiste à mettre tous les bobinages autour d'un même noyau magnétique et isoler les conducteurs entre eux tel que nous pouvons le voir à la Figure 39 . Le deuxième principe consiste à séparer les deux niveaux d'isolation galvanique, un niveau tenant compte de l'isolation 60 kV et un autre niveau tenant compte de l'isolation 10 kV. Tel que nous pouvons le voir sur la Figure 40 , cette structure est rendue possible par l'usage d'un fil pilote et elle est composée de deux noyaux magnétiques.

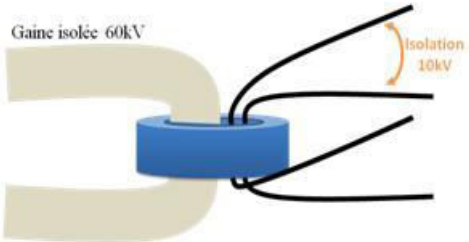


Figure 39: Double isolation galvanique avec un seul noyau magnétique

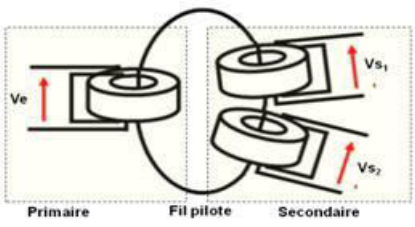


Figure 40: Double isolation galvanique avec deux noyaux magnétiques (DGIT)

Un DGIT est donc équivalent à deux transformateurs en cascade reliés par un conducteur.
Afin de limiter l'effet de peau dans ce conducteur qui peut être d'une grande longueur, il a été choisi de réaliser le fil pilote en câble de litz.
Concernant la double isolation galvanique avec un seul noyau magnétique, la distance d'isolement entre chaque conducteur peut rapidement accroître le volume global du dispositif. Son dimensionnement et son optimisation sont réalisés afin de pouvoir comparer les résultats obtenus avec ceux du DGIT (à multi noyaux magnétiques) dans le paragraphe III.

L'étape précédant le dimensionnement du DGIT est de définir la disposition des différents secondaires du DGIT par rapport au primaire. Pour ceci cinq architectures ont été étudiées à l'aide de leurs schémas électriques équivalents. Dans cette première étape, nous avons modélisé les transformateurs et le fil pilote par des impédances et des coupleurs idéaux. Après la définition des différentes architectures possibles, une étude de dimensionnement basée sur les schémas représentés ci-dessous a permis de faire une comparaison des pertes dans les conducteurs, dont le fil pilote qui, comme on le verra, est la cause principale des chutes de tension.

Une première structure composée d'un seul noyau magnétique pour plusieurs bobinages secondaires et un bobinage primaire à conducteur fortement isolé est représentée à la Figure 41, ainsi que son schéma électrique à la Figure 42.

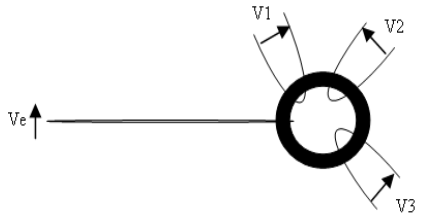


Figure 41: Architecture avec fil isolé THT

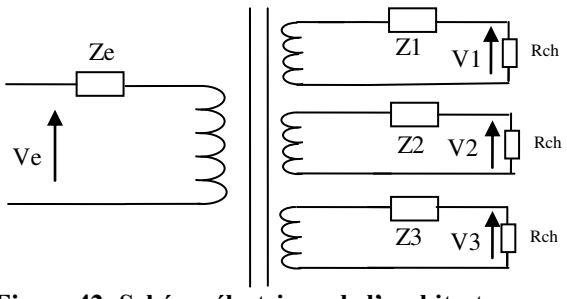


Figure 42: Schéma électrique de l'architecture avec fil isolé THT

Cette structure permet de réaliser une isolation THT grâce à la gaine du bobinage primaire et une isolation HT grâce à l'isolation galvanique assurée par le diélectrique se trouvant entre les bobinages. Celle-ci est difficilement réalisable à cause de la difficulté de manipulation du fil de litz, ce qui limite le nombre de spires.
Pour étudier les pertes liées à cette structure, nous avons ramené le schéma électrique équivalent au secondaire, tel que nous pouvons le voir à la Figure 43.

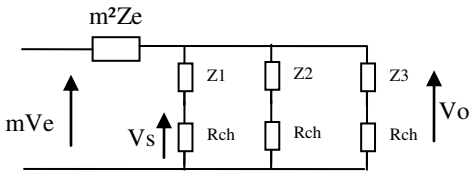


Figure 43: Schéma électrique de l'architecture avec fil isolé THT ramené au secondaire

Avec : Ve = Tension d'entrée du transformateur,

V_1 = Tension de sortie du transformateur pour le premier secondaire,

V_2 = Tension de sortie du transformateur pour le deuxième secondaire,

V_2 = Tension de sortie du transformateur pour le troisième secondaire,

Z_e = Impédance de fuites primaire,

Z_1 = Impédance de fuites secondaire pour le premier secondaire,

Z_2 = Impédance de fuites secondaire pour le deuxième secondaire,

Z_3 = Impédance de fuites secondaire pour le troisième secondaire,

m = rapport de transformation,

R_{ch} = Résistance de charge,

V_s = Tension de charge.

Hypothèses : $Z_1=Z_2=Z_3$ et $V_1=V_2=V_3=V_s$

$$V_s = V_o \frac{R_{ch}}{R_{ch} + Z_1} \qquad \textbf{Équation 1}$$

$$V_o = mV_e \frac{m^2 Z_e}{m^2 Z_e + \frac{R_{ch} + Z_1}{3}} \qquad \textbf{Équation 2}$$

Nous pouvons en déduire : $V_s = mV_e \frac{m^2 Z_e}{m^2 Z_e + \frac{R_{ch} + Z_1}{3}} * \frac{R_{ch}}{R_{ch} + Z_1}$ **Équation 3**

Ce qui mène à l'équation des pertes suivante :

$$Pertes = 3\Re e(Z1)\left(\frac{V_s}{R_{ch}}\right)^2 + \Re e(m^2 Z_e)\left(\frac{V_s}{R_{ch}}\right)^2 \qquad \textbf{Équation 4}$$

La valeur des impédances Z_1, Z_2 et Z_3 aura tendance à devenir grande (fonction de la longueur de cuivre du bobinage) corélativement avec la taille du noyau magnétique et la contrainte d'isolement.

Pour pouvoir atteindre les niveaux d'isolation souhaités (60 kV et 10 kV), il est nécessaire d'augmenter l'espace entre les différents bobinages, ce qui accroit la taille du noyau magnétique et par conséquent, les pertes.

D'autres structures composées de plusieurs noyaux magnétiques ont été développées. La disposition de chacun de ces noyaux a fait l'objet des réflexions qui suivent.

Pour minimiser le rayonnement du fil pilote reliant les noyaux entre eux (effet de boucle), celui-ci doit être torsadé [BREHAUT-06].

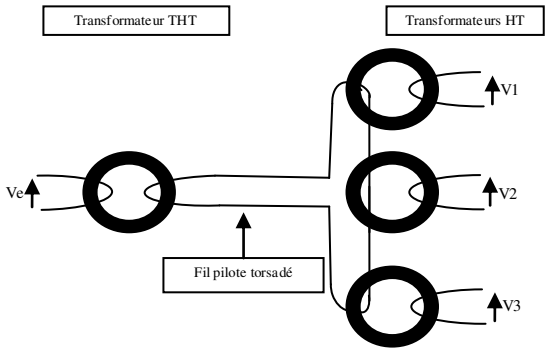


Figure 44: Architecture en série

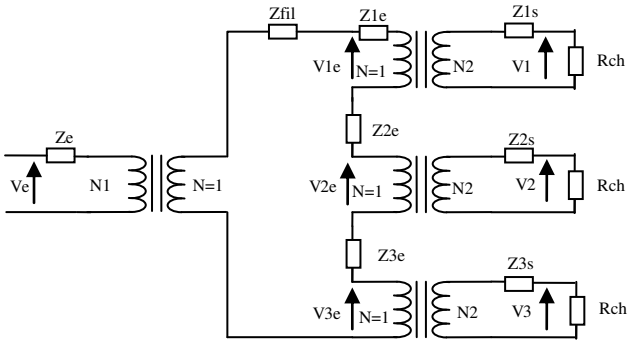


Figure 45:Schéma électrique de l'architecture en série

Pour étudier les pertes liées à cette structure, nous avons ramené le schéma électrique équivalent au niveau du fil pilote, tel que présenté à la Figure 46. On fait l'hypothèse que la densité de courant sera imposée dans le fil pilote (voir procédure de dimensionnement page 75). Dans ces conditions, les pertes joules dépendent de sa longueur et de sa section :

$$W = \frac{1}{2}\rho J^2 (l \times \text{section}) \qquad \textbf{Équation 5}$$

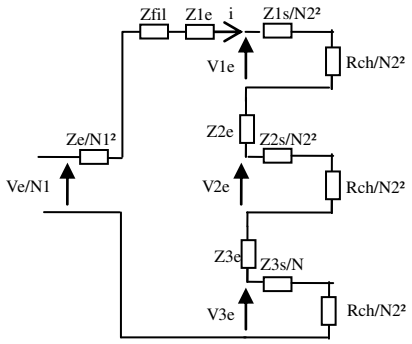


Figure 46:Schéma électrique de l'architecture en série ramené au fil pilote

Avec : V_e = Tension d'entrée du DGIT,

V_{1e} = Tension d'entrée du 1er transformateur secondaire du DGIT,

V_{2e} = Tension d'entrée du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

V_{3e} = Tension d'entrée du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

V_1 = Tension de sortie du 1er transformateur secondaire du DGIT,

V_2 = Tension de sortie du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

V_3 = Tension de sortie du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_e = Impédance de fuites primaire du transformateur primaire du DGIT,

Z_{1s} = Impédance de fuites secondaire du 1er transformateur secondaire du DGIT,

Z_{2s} = Impédance de fuites secondaire du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{3s} = Impédance de fuites secondaire du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{1e} = Impédance de fuites primaire du 1er transformateur secondaire du DGIT,

Z_{2e} = Impédance de fuites primaire du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{3e} = Impédance de fuites primaire du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{fil} = Impédance du fil pilote,

R_{ch} = Résistance de charge

N_1 = Nombre de spires primaire transformateur primaire du DGIT,

N_2 = Nombre de spires secondaire des transformateurs secondaires du DGIT.

Hypothèses : $Z_{1s}=Z_{2s}=Z_{3s}$ et $Z_{e1}\neq Z_{e2}\neq Z_{e3}$

$$i = \frac{\frac{V_e}{N_1}}{3\left(\frac{R_{ch}+Z_{1s}}{N_2^2}\right)+\frac{Z_e}{N_1^2}+Z_{e1}+Z_{e2}+Z_{e3}}$$ **Équation 6**

$$Z = 3\left(\frac{R_{ch}+Z_{1s}}{N_2^2}\right)+\frac{Z_e}{N_1^2}+Z_{e1}+Z_{e2}+Z_{e3}$$ **Équation 7**

$$Pertes = \Re e(Z) * \left(i_{eff}\right)^2$$ **Équation 8**

L'architecture en série impose le courant en sortie. Afin de réguler les grandeurs de sortie de ce montage, la régulation devrait donc se faire en courant, à supposer que toutes les impédances secondaires soient égales.

D'après les Equation 7 et Equation 8, nous pouvons voir que cette configuration aura tendance à accroitre les pertes car la somme des impédances mènerait à une valeur conséquente à cause de l'allongement du fil pilote, toutes impédances des transformateurs égales par ailleurs (voir les résultats de calcul réalisé à l'aide d'un programme d'optimisation paramétrique dans le Tableau 4, paragraphe III).

Afin de minimiser le courant dans le fil reliant le transformateur primaire au transformateur secondaire et d'équilibrer les tensions de sortie du DGIT, une architecture permettant le positionnement en parallèle des secondaires à été proposée (cf. Figure 47 et Figure 48).

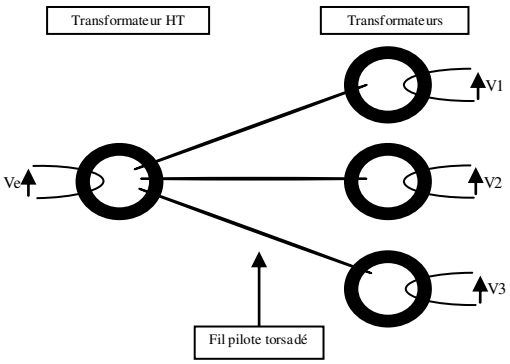


Figure 47: Architecture en parallèle 1

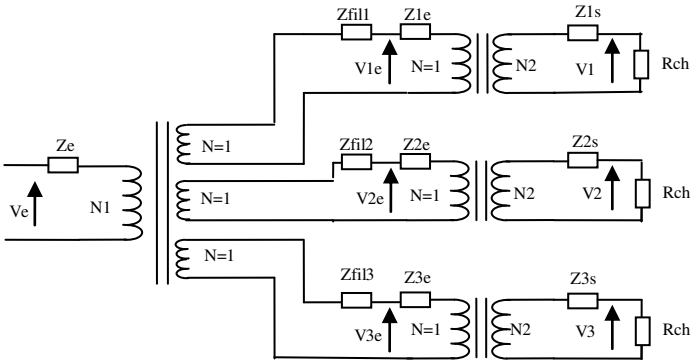


Figure 48:Schéma électrique de l'architecture en parallèle 1

Cette architecture montre une symétrie des tensions secondaires qui pourra être avantageuse pour la réalisation de la structure.

Pour étudier les pertes liées à cette structure, nous avons ramené le schéma électrique équivalent au niveau du fil pilote, tel que nous pouvons le voir à la Figure 49.

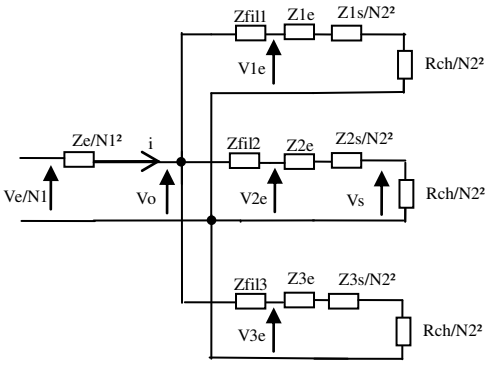


Figure 49: Schéma électrique de l'architecture en parallèle 1ramené au fil pilote

Avec : V_e = Tension d'entrée du DGIT,

V_{1e} = Tension d'entrée du 1er transformateur secondaire du DGIT,

V_{2e} = Tension d'entrée du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

V_{3e} = Tension d'entrée du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

V_1 = Tension de sortie du 1er transformateur secondaire du DGIT,

V_2 = Tension de sortie du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

V_3 = Tension de sortie du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_e = Impédance de fuites primaire du transformateur primaire du DGIT,

Z_{1s} = Impédance de fuites secondaire du 1er transformateur secondaire du DGIT,

Z_{2s} = Impédance de fuites secondaire du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{3s} = Impédance de fuites secondaire du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{1e} = Impédance de fuites primaire du 1er transformateur secondaire du DGIT,

Z_{2e} = Impédance de fuites primaire du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{3e} = Impédance de fuites primaire du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{fil1} = Impédance du fil pilote pour la liaison entre DGIT primaire et le premier secondaire du DGIT,

Z_{fil2} = Impédance du fil pilote pour la liaison entre DGIT primaire et le deuxième secondaire du DGIT,

Z_{fil3} = Impédance du fil pilote pour la liaison entre DGIT primaire et le troisième secondaire du DGIT,

R_{ch} = Résistance de charge

N_1 = Nombre de spires primaire transformateur primaire du DGIT,

N_2 = Nombre de spires secondaire des transformateurs secondaires du DGIT.

Hypothèses : $Z_{1s} = Z_{2s} = Z_{3s}$, $Z_{1e} = Z_{2e} = Z_{3e}$, $Z_{fil1} = Z_{fil2} = Z_{fil3}$ et $V_1 = V_2 = V_3 = V_s$

$Z_{fi1} = Z_{fil1}+Z_{1e} = Z_{fil2}+Z_{2e} = Z_{fil3}+Z_{3e}$

$$V_s = V_o \frac{R_{ch}/N_2^2}{\frac{R_{ch}+Z_{1s}}{N_2^2}+Z_{f1}+Z_{1e}} \qquad \textbf{Équation 9}$$

$$V_o = \frac{V_e}{N_1}\frac{\frac{1}{3}\left(\frac{R_{ch}+Z_{1s}}{N_2^2}+Z_{f1}+Z_{1e}\right)}{\frac{Z_e}{N_1^2}+\frac{1}{3}\left(\frac{R_{ch}+Z_{1s}}{N_2^2}+Z_{f1}+Z_{1e}\right)} \qquad \textbf{Équation 10}$$

Ce qui mène à l'équation des pertes suivante :

$$Pertes = 3\Re e\left(\frac{Z_{1s}}{N_2^2}+Z_{f1}+Z_{1e}\right)\left(\frac{V_s}{R_{ch}}\right)^2+\Re e\left(\frac{Z_e}{N_1^2}\right)\left(\frac{3V_s}{R_{ch}}\right)^2 \qquad \textbf{Équation 11}$$

Avec : $\frac{V_s}{R_{ch}} = \left(\frac{i_{eff}}{3}\right)$ **Équation 12**

Pour cette structure le courant se divise par le nombre de branches ce qui réduit les pertes dissipées au niveau du fil pilote dans chacune des branches.

La présence de régulateurs dans la commande rapprochée au secondaire du DGIT, amène à réfléchir sur le choix entre l'architecture parallèle et l'architecture série :

- Pour la structure série, nous retrouvons le même courant dans toutes les sorties secondaires du DGIT ($I_{s1}=I_{s2}=I_{s3}=\frac{N_1}{N_2}I_e$) mais les tensions peuvent être différentes au niveau de chaque sortie si les impédances sont déséquilibrées ($\sum_{i=1}^{n} V_{si} = \frac{N_2}{N_1}V_e$, avec n= nombre de branches).

- Pour la structure parallèle, nous retrouvons la même tension dans toutes les sorties au secondaire du DGIT (V_{s1}=V_{s2}=V_{s3}=$\frac{N_2}{N_1}V_e$), mais les courants peuvent être différents au niveau de chaque sortie ($\sum_{i=1}^{n} I_{si} = \frac{N_1}{N_2} I_e$, avec n= nombre de branche). Ce qui impose une régulation en tension.

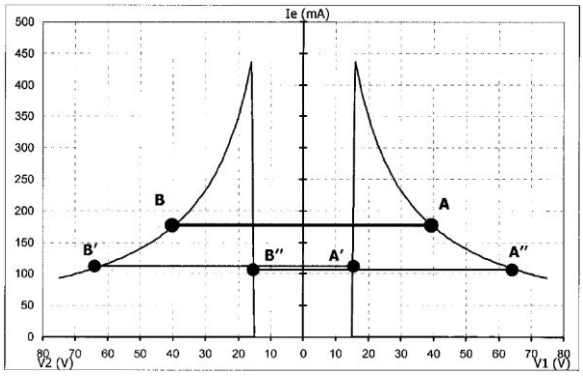


Figure 50:Courbe courant tension du montage série

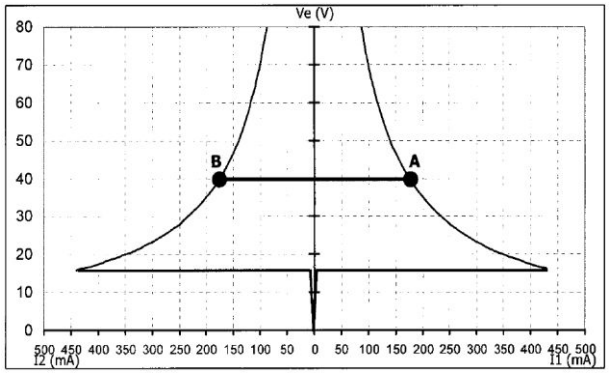


Figure 51: Courbe courant tension du montage parallèle

L'objectif des régulateurs à l'entrée des drivers est de fixer la tension DC à 30 V. Les caractéristiques d'entrée courant-tension des régulateurs classiquement utilisés sur les cartes drivers (Figure 50 et Figure 51) [DISCOURT-08] montrent que selon le type de montage des transformateurs (série ou parallèle), il peut y avoir un ou deux points de fonctionnement. Pour le montage série, le fait d'avoir deux points de fonctionnement pour un courant imposé (points A'B' et A''B'' sur la Figure 50), en fait un montage instable car la tension de régulation peut ne pas être identique pour les deux secondaires du DGIT. Pour pallier ce problème de stabilité, il faut opter pour un montage parallèle afin qu'il n'existe qu'un seul point de fonctionnement stable pour une même tension donnée (points AB sur la Figure 51), le déséquilibre en courant n'est pas gênant dans ce cas.

Afin de réduire les longueurs des fils entre le transformateur primaire et les transformateurs secondaires du DGIT, l'architecture en cascade a été étudiée.

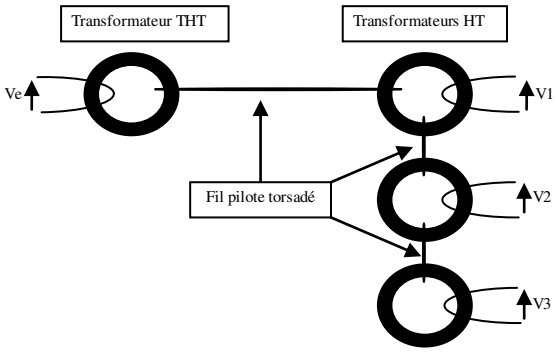


Figure 52: Architecture en cascade

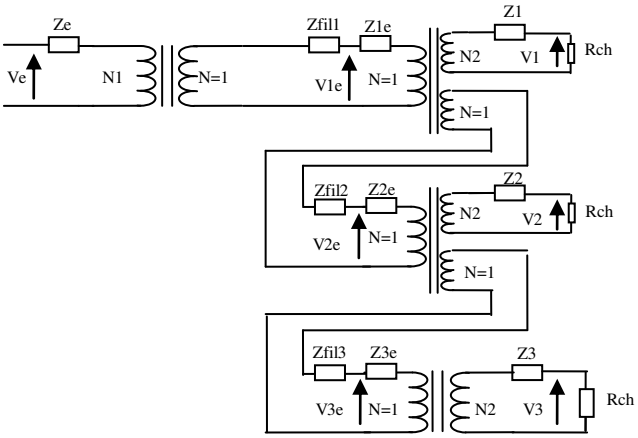


Figure 53: Schéma électrique de l'architecture en cascade

Pour étudier les pertes liées à cette structure, nous avons ramené le schéma électrique équivalent au niveau du fil pilote, tel que nous pouvons le voir à la Figure 54.

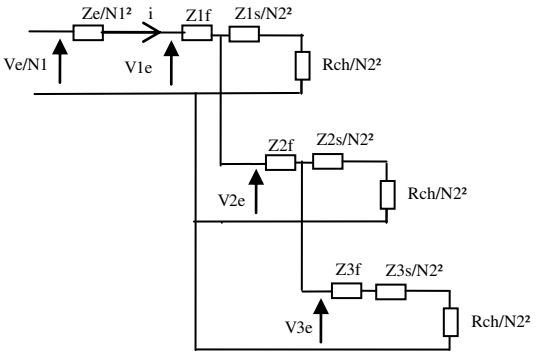


Figure 54: Schéma électrique de l'architecture en parallèle 1ramené au fil pilote

Avec : V_e = Tension d'entrée du DGIT,

V_{1e} = Tension d'entrée du 1er transformateur secondaire du DGIT,

V_{2e} = Tension d'entrée du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

V_{3e} = Tension d'entrée du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

V_1 = Tension de sortie du 1er transformateur secondaire du DGIT,

V_2 = Tension de sortie du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

V_3 = Tension de sortie du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_e = Impédance de fuites primaire du transformateur primaire du DGIT,

Z_{1s} = Impédance de fuites secondaire du 1er transformateur secondaire du DGIT,

Z_{2s} = Impédance de fuites secondaire du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{3s} = Impédance de fuites secondaire du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{1e} = Impédance de fuites primaire du 1er transformateur secondaire du DGIT,

Z_{2e} = Impédance de fuites primaire du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{3e} = Impédance de fuites primaire du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{fil1} = Impédance du fil pilote pour la liaison entre DGIT primaire et le premier secondaire du DGIT,

Z_{fil2} = Impédance du fil pilote pour la liaison entre DGIT primaire et le deuxième secondaire du DGIT,

Z_{fil3} = Impédance du fil pilote pour la liaison entre DGIT primaire et le troisième secondaire du DGIT,

$Z_{f1} = Z_{fil1}+Z_{1e}$,

$Z_{f2}= Z_{fil2}+Z_{2e}$,

$Z_{f3} = Z_{fil3}+Z_{3e}$,

R_{ch} = Résistance de charge

N_1 = Nombre de spires primaire transformateur primaire du DGIT,

N_2 = Nombre de spires secondaire des transformateurs secondaires du DGIT.

Hypothèses : $Z_{1s}=Z_{2s}=Z_{3s}$, $Z_{fil1}\neq Z_{fil2}\neq Z_{fil3}$ et $Z_{1e}\neq Z_{2e}\neq Z_{3e}$

$$Z_{eq3} = Z_{f3} + \frac{R_{ch} + Z_{3s}}{N_2^2}$$ **Équation 13**

$$Z_{eq2} = Z_{f2} + \frac{Z_{eq3}\dfrac{R_{ch} + Z_{2s}}{N_2^2}}{Z_{eq3} + \dfrac{R_{ch} + Z_{2s}}{N_2^2}}$$ **Équation 14**

$$Z_{eq1} = Z_{f1} + \frac{Z_{eq2}\dfrac{R_{ch} + Z_{1s}}{N_2^2}}{Z_{eq2} + \dfrac{R_{ch} + Z_{1s}}{N_2^2}}$$ **Équation 15**

$$i = \frac{V_e}{N_1} * \frac{1}{Z_{eq1} + \dfrac{Z_e}{N_1^2}}$$ **Équation 16**

Ce qui mène à l'équation des pertes suivante :

$$Pertes = \Re e(Z_{eq1} + \frac{Z_e}{N_1^2}) * \left(i_{eff}\right)^2$$ **Équation 17**

L'architecture en cascade a été pensée pour la ***diminution de l'inductance des fils pilotes***, liée à la possibilité de réduire en partie la longueur de ce fil. Cependant ***une chute de tension en cascade*** (liée aux différentes impédances du fil pilote et des transformateurs secondaires, augmentant en cascade) impose de moduler le nombre de spires au secondaire du DGIT pour chacun des secondaires. Ceci est un point négatif du point de vue de la modularité de cette

structure. De plus le courant présent dans le fil situé entre le primaire et le secondaire du DGIT est la somme de tous les courants absorbés ; ce qui conduit à dimensionner en conséquence son diamètre si on veut minimiser les pertes joules (cf. paragraphe III pour les résultats d'optimisation). Cette architecture n'est donc pas intéressante pour notre application. Une étude quantitative est faite dans le paragraphe III afin d'évaluer les chutes de tensions et la masse des noyaux magnétiques.

L'architecture parallèle 2 a été inspirée de l'architecture parallèle 1 et simplifiée afin de la rendre plus modulable.

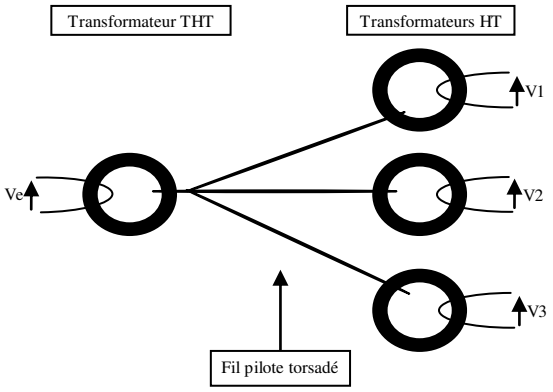


Figure 55: Architecture en parallèle 2

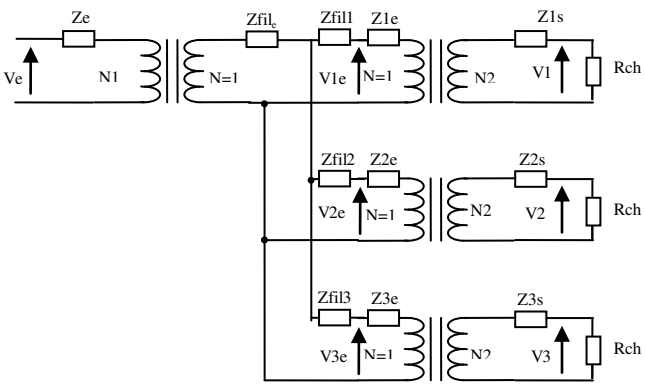


Figure 56: Schéma électrique de l'architecture en parallèle 2

Le schéma électrique équivalent de cette structure est similaire à celui de l'architecture parallèle 1 (Figure 47) dans lequel nous retrouvons les mêmes paramètres. La seule différence est située au niveau de la longueur du fil entre le transformateur primaire du DGIT et le point de mise en parallèle des branches. Si ce dernier est proche du transformateur primaire du DGIT, ceci réduit la valeur de l'impédance d'entrée Z_{fil_e} du fil pilote avant la mise en parallèle (section de fil plus grande sur le fil d'entrée, ce qui diminue l'impédance linéique de ce conducteur), et réduit donc les pertes globales.

Cette architecture ressemble beaucoup à l'architecture parallèle 1. ***Son avantage réside donc dans sa modularité***, au lieu d'avoir trois secondaires pour le transformateur primaire, il n'y en a qu'un. De plus, ceci permet plus facilement, géométriquement parlant, d'imposer une distance fixe entre primaire et secondaire afin de maintenir l'isolation galvanique souhaitée.

De façon qualitative, nous pouvons d'ores et déjà remarquer que les structures paraissant les plus adaptées à notre application sont les structures parallèle 1 et parallèle 2 grâce à la stabilité de la tension de sortie et à sa modularité. Une étude plus approfondie est nécessaire pour effectuer un choix plus précis tenant compte des paramètres les plus contraignants. Pour ceci, nous avons développé un programme de dimensionnement paramétrique pour ces différentes architectures. A la suite de ce calcul paramétrique, une architecture peut être choisie en comparant les chutes de tension, le rendement et le poids de ces différentes structures.

II. Méthode de dimensionnement d'un DGIT multi secondaires

Un programme de calcul a été développé, incluant les paramètres de dimension, les paramètres physiques et les paramètres électriques du cahier des charges afin de faire une analyse des différentes architectures. Pour ce faire, nous avons suivi une méthodologie précise qui consiste avant tout à :

- Dimensionner les noyaux magnétiques du DGIT,
- Calculer le nombre de spires primaire du DGIT,
- Vérifier la valeur de la distance d'isolement pour chacun des transformateurs,
- Vérifier la valeur du courant magnétisant,
- Calculer le nombre de spires secondaires,
- Calculer la section des conducteurs,
- Calculer les pertes.

1. Méthodologie de dimensionnement des noyaux magnétiques

Afin de généraliser et de simplifier le dimensionnement, nous avons considéré qu'il est alimenté par une tension carrée symétrique de rapport cyclique ½, d'amplitude Ve et de fréquence F. De ce fait l'induction est donc triangulaire et symétrique. Ces hypothèses simplificatrices permettent d'avoir une première idée du dimensionnement global afin de faire un choix architectural. Ensuite les paramètres sont ajustés aux choix réalisés (paramètres liés au choix de positionnement des transformateurs du DGIT, etc..).

Pour dimensionner le noyau magnétique nous calculons tout d'abord le produit des aires (*Ap*) pour le primaire du DGIT :

$$Ap = S_b A_w = \frac{K.\alpha Ve.Ie}{J.2.B.f}$$ **Équation 18**

Avec : S_b = Section de bobinage,

A_w = Section du circuit magnétique,

K=coefficient de foisonnement des conducteurs,

V_e = tension primaire du transformateur (V) = 48 V (correspondant au fonctionnement final du dispositif),

I_e = Courant efficace primaire du transformateur (A),

J = densité de courant (A/m²),

B = induction magnétique maximale (T),

F = fréquence d'alimentation,

α = rapport cyclique=0,5.

Le produit des aires permet d'obtenir une géométrie reliant la puissance du transformateur à la section de cuivre (S_b) et de fer (A_w). Le résultat n'étant pas toujours optimal, celui-ci sera vérifié et ajusté si nécessaire dans la suite du dimensionnement.

La section de cuivre et la section de fer sont représentées à la Figure 57. La distance d'isolation (d_{isol}) impose un surdimensionnement du noyau magnétique. Cette contrainte est telle que le bobinage sera réalisé en une seule couche.

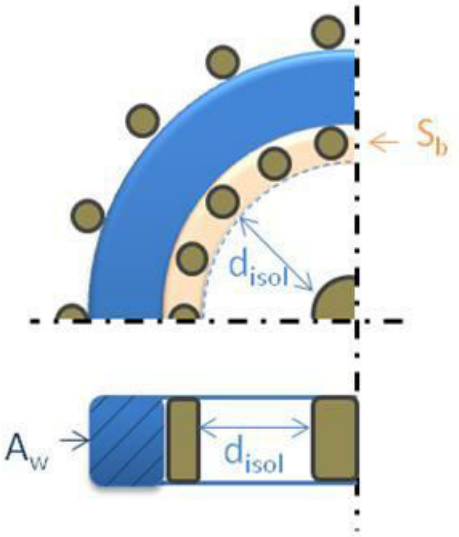


Figure 57: Représentation des surfaces de cuivre et de fer sur une coupe d'un transformateur du DGIT

Le coefficient de foisonnement K est lié au taux de remplissage du bobinage. Avec les choix que l'on a faits vis-à-vis de la forme du noyau magnétique et des contraintes d'isolation, nous utilisons un coefficient de 2,5.
La densité de courant a été fixée à la valeur classique de 5A/mm².
Le rapport cyclique est de 0,5 ce qui permet un fonctionnement en pleine onde. Cette configuration correspond à la puissance maximale transmise.
Une fois que le noyau primaire est dimensionné, nous déduisons le dimensionnement des noyaux secondaires. Comme la puissance au secondaire représente le $n^{ème}$ de la puissance primaire (« n » étant le nombre de secondaires du DGIT), nous pouvons donc exprimer son produit des aires comme étant le $n^{ème}$ du produit des aires du premier circuit magnétique. Cette hypothèse implique que toutes les charges secondaires sont identiques.

La valeur du produit des aires est ensuite comparée aux données constructeur [MAGNETICS], [NANOPHY], [FERROXCUBE] afin de choisir le noyau magnétique le plus approprié. Ces calculs ont été faits pour les deux types de matériaux cités précédemment (ferrite et nanocristallin) ayant une perméabilité élevée.
A partir du noyau choisi, nous déduisons :

- La section de fer,
- La section de bobinage,
- La longueur de fer,
- La masse du noyau,
- Les dimensions du noyau.

A ce niveau de l'étude, le matériau nanocristallin semble être le plus approprié grâce à son induction pouvant atteindre 1,25 T, ce qui contribue à la diminution du volume du noyau magnétique.

2. Calcul du nombre de spires primaire du DGIT

Ce qui différencie les deux types de transformateurs du DGIT1, sont les paramètres constitutifs (tension d'alimentation, tension d'isolement) ainsi que leur nombre de spires. Pour le transformateur constituant le primaire du DGIT, le nombre de spires primaire est calculé et le nombre de spires secondaire est imposé à « 1 ». Pour le transformateur constituant le secondaire du DGIT1, le nombre de spires primaire est imposé à « 1 » le

nombre de spires secondaire est calculé. En effet, le nombre de spires possible pour le fil pilote doit rester minimal à cause de sa simplicité de montage et de l'isolement galvanique (maintien d'une distance constante entre le bobinage primaire et secondaire tout en ayant un volume complet le plus faible possible). Dans un premier temps ce nombre est imposé à « 1 » pour le développement des modèles. Dans un second temps, ce paramètre sera rajouté dans le calcul des paramètres optimaux pour un DGIT multi secondaires.

Le nombre de spire primaire est une donnée nécessaire pour le calcul du courant magnétisant.

$$N_e = \frac{\alpha V_e}{2B.f.A_e}$$ **Équation 19**

Avec : A_e = section de fer,

α = rapport cyclique = 0,5.

Le nombre de spires secondaire du DGIT est calculé par la suite en fonction des tensions primaires et secondaires, du nombre de spires primaire et de la chute de tension dans le fil pilote.

3. Vérification de la distance d'isolement

La distance d'isolement minimale a été fixée à 12 mm pour tenir une tension de 60 kV (6 mm pour une tension de 10 kV, surdimensionné pour simplifier la disposition des fils) avec le noyau imprégné dans une résine isolante. Cette vérification est effectuée au niveau du rayon intérieur, en tenant compte du diamètre des conducteurs.

Si le rayon intérieur auquel on a retiré la valeur de la section de bobinage est plus petit que la distance d'isolement, on augmente la taille du noyau magnétique et on reboucle le calcul.

Dans ce cas tous les paramètres liés au noyau sont changés et le nombre de spires primaire est recalculé.

4. Vérification du courant magnétisant

Le courant magnétisant s'ajoute donc au courant actif fourni à la charge. Le courant magnétisant génère donc une grande partie de la puissance réactive du système. Le principe du DGIT a tendance à rendre la valeur du courant magnétisant conséquente (mise en parallèle des transformateurs secondaires) lorsque celui-ci est ramené au primaire du DGIT. Il est donc nécessaire de maitriser cette valeur afin de minimiser la puissance réactive et de ne pas sur-dimensionner l'alimentation du DGIT.

Le courant magnétisant est calculé pour le système complet (prenant en compte le primaire du DGIT et le nombre n de secondaires du DGIT), son allure est rappelée à la Figure 58. Nous commençons par le calcul des inductances magnétisantes du transformateur primaire ($L_{\mu 1}$) et des transformateurs secondaires du DGIT ($L_{\mu 2}$), le tout ramené au primaire du DGIT.

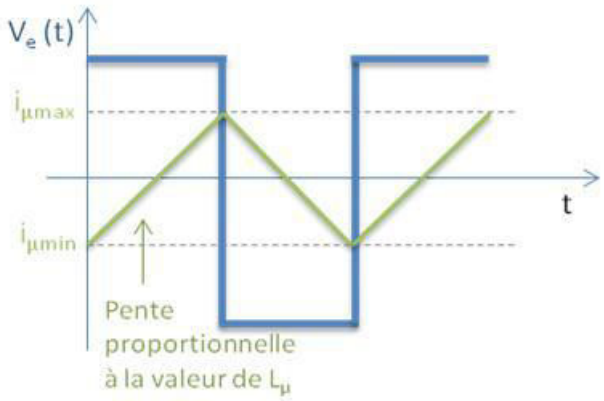


Figure 58: Evolution du courant magnétisant dans le noyau magnétique du DGIT

$$L_{\mu 1} = N_e{}^2.\mu_0\mu_{r1}\frac{Ae_1}{le_1} \qquad \textbf{Équation 20}$$

$$L_{\mu 2} = N_e{}^2.\mu_0\mu_{r2}\frac{Ae_2}{n.le_2} \qquad \textbf{Équation 21}$$

Avec le = longueur effective du circuit magnétique,

n = nombre de secondaire du DGIT.

Ensuite nous introduisons les équations des inductances magnétisantes dans l'équation du courant magnétisant afin d'obtenir le courant magnétisant global du DGIT en fonction du nombre de secondaires n. On observe bien que $i_{\mu max}$ croit avec n.

$$i_{\mu\max} = i_{\mu 1} + i_{\mu 2} = \frac{\alpha.V_e}{2F.L_{\mu 1}} + \frac{\alpha.V_e}{2F.L_{\mu 2}} = \frac{2F(Ae_1.B_1)^2}{\alpha.V_e.\mu_0}\left(\frac{1}{\mu_{r1}\dfrac{Ae_1}{le_1}} + \frac{1}{\mu_{r2}\dfrac{Ae_2}{n.le_2}}.\right) \qquad \textbf{Équation 22}$$

L'amplitude du courant magnétisant triangulaire est ensuite comparée à une valeur « cible » que nous imposons comme étant un pourcentage du courant absorbé.

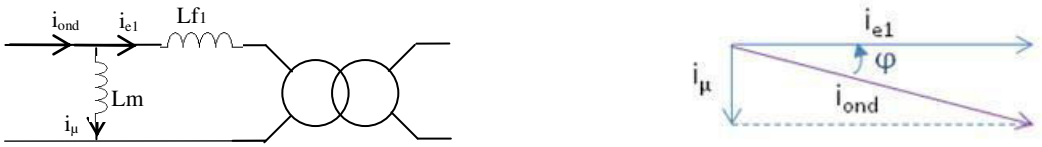


Figure 59: Représentation des courants en entrée du DGIT

$$|i_{ond}| - |i_{e1}| = (1+\delta) \qquad \textbf{Équation 23}$$

Avec δ = surcharge tolérée,

i_{e1} = courant d'entrée du 1er tore,

i_{ond} = courant fourni par l'onduleur.

Sachant que $\cos\varphi = \frac{i_{e1}}{i_{ond}}$ et que $\tan\varphi = \frac{i_{\mu}}{i_{e1}}$ nous obtenons pour le courant magnétisant idéal :

$$i_{\mu\max} = i_{e1}\sqrt{2\delta + \delta^2}$$ **Équation 24**

A titre d'illustration, dans le cas d'une tension d'alimentation de 48 V et de l'utilisation de matériaux nanocristallins, le courant magnétisant est de 6% du courant total, pour une fréquence de fonctionnement avoisinant 25 kHz, ce qui est satisfaisant par rapport aux limites fixées.

5. Calcul du nombre de spires secondaires

Une fois les noyaux magnétiques dimensionnés, il est possible de dimensionner les conducteurs. Dans cette étape, la chute de tension dans le fil pilote est prise en considération. En effet selon sa valeur, le rapport de transformation doit être ajusté. Le calcul du nombre de spires secondaires dans le cas du transformateur se trouvant au secondaire du DGIT, se fait à l'aide du rapport de transformation qui permet d'imposer 30V en sortie (on rappelle que le nombre de spires se trouvant au primaire de ce transformateur est fixé à 1).

6. Calcul de la section des conducteurs et du nombre de couche du bobinage

Le conducteur étant du fil de litz, le nombre de conducteurs sera donc le nombre de brins présents dans le fil, sa valeur détermine ses caractéristiques.

Le nombre de couches de bobinage est calculé en fonction de l'épaisseur des conducteurs et de l'épaisseur des gaines de protection des conducteurs.

Nous avons évidement observé un surdimensionnement des noyaux magnétiques dû à la distance d'isolement. Dans cette application, nous aurons l'avantage de ne devoir réaliser qu'une seule couche de bobinage.

Lorsque les dimensions du noyau magnétiques sont augmentées, le courant magnétisant doit être recalculé.

7. Calcul des pertes Joules et des pertes fer

*Pour calculer les **pertes joules*** on commence par calculer les pertes dans les conducteurs de litz [LGM]. D'après les données constructeur, la composante alternative de la résistance du fil est calculée à partir de sa composante continue, indépendamment de l'application dans laquelle le fil est inséré. Il faut donc calculer ces deux termes :

Résistance DC : $Rdc = R.k_{13}.k_2.l$ **Équation 25**

Avec : k_{11} = 1,02; pour 1 torsade d'un pas de 20 mm,

k_{12} = 1,04; pour 2 torsades d'un pas de 20 mm,

k_{13} = 1,06; pour 3 torsades et plus d'un pas de 20 mm,

k_2 = 1,03; pour le risque de cassure pour des ensemble de plus de 25 fils,

l = longueur de la bobine donnée par le constructeur (m),

R = Resistance du fil donné par le constructeur (Ω/m).

Cette résistance, dans le cas du fil de litz, est non seulement dépendante de la résistance linéique et de la longueur, mais elle est aussi fonction du nombre de torsades par unité de longueur.

Pour calculer la résistance AC (Rac), il faut tout d'abord calculer la résistance DC (Rdc). Ensuite il faut procéder comme suit :

- Calcul du ratio Rac/Rdc pour un fil unitaire

$$\frac{Rac}{Rdc} = 0.25 + \sqrt[6]{0.18 + \left(\frac{S}{P.ep}\right)^6} - 0.25 + \sqrt[6]{0.18 + \left(\frac{D}{4ep}\right)^6}$$ **Équation 26**

Avec P= périmètre du conducteur

S= section du conducteur

D=diamètre du toron final

Calcul de Rac pour tous les conducteurs du fil pilote :

$$Rac = \left[\phi + K\left(\frac{Nd}{D}\right)^2 \psi\right] \times Rdc$$ **Équation 27**

Avec $\phi = \frac{Rac}{Rdc}$, pour un fil unitaire

N=nombre de brins

d=diamètre du fil unitaire en mm

D=diamètre du toron final en mm

$\psi = \left(\frac{d\sqrt{F}}{186.8\sqrt{2}} \right)$ = coefficient lié au courant induit

La résistance AC est due à l'effet de peau liée à la fréquence d'alimentation. Nous procédons de la même manière pour le calcul de la résistance AC dans le fil et dans le bobinage.

Après avoir quantifié ce paramètre sur une plage de fréquence intéressante pour notre application, nous avons effectivement vérifié qu'il est négligeable devant la résistance DC pour les choix géométriques effectués.

*Calcul des **pertes fer***

Les pertes dans un matériau magnétique sont le résultat de la variation d'induction dans la matière qui provoque une dissipation d'énergie appelée « pertes magnétique » ou « pertes fer ». Cette dissipation est décomposée en trois types de pertes :

- Les pertes par hystérésis
- Les pertes par courants de Foucault
- Les pertes résiduelles ou par trainage

Les pertes par hystérésis sont le résultat du travail des forces de freinage sur les parois de Bloch en mouvement (liée aux variations de sens du champ H). En d'autres termes, elles correspondent au travail nécessaire pour parcourir la courbe B-H ($W_h = \int_{cycle} B.dH$).

Les pertes par courant de Foucault sont les pertes par effet Joules liées aux courants circulant dans le matériau conducteur (courants crées par la variation du flux dans le temps).

Ces pertes se calculent de la façon suivante :

$$P_F = \int_V \rho . i^2 dV$$ **Équation 28**

Avec ρ= résistivité du matériau

V= volume du matériau

Dans un matériau nanocristallin, le noyau étant constitué par un ruban de très faible épaisseur (20 µm) isolé entre chaque spire, les pertes par courant de Foucault sont réduites. Ceci au point de rendre négligeables les pertes par courant de Foucault dans ce matériau.

Les propriétés du ferrite Mn Zn (T38 de la marque EPCOS) font que ses pertes par courant de Foucault sont également négligeables grâce à la résistivité élevée des grains et à la grande isolation des joints de grains [LEBOURGEOIS].

Les pertes par trainage sont dues au retard de l'induction par rapport au champ H lors de variation brusque de H. Cette variation est due soit à l'effet de la fluctuation de température, soit à la diffusion d'atomes de carbone abaissant l'énergie interne et modifiant la polarisation (trainage par diffusion apparaissant pour un B élevé entrainant des courants induits augmentant avec la fréquence). Dans l'application réalisée, il n'y aura pas de variation de température. Nous imposeront une induction inférieure à la valeur maximale, ce qui évitera le trainage par diffusion.

Les pertes par trainage sont donc considérées comme négligeables.

Nous avons approximé l'expression des pertes fer par la formule de Steinmetz :

$$Pfer = K.f^{a}B^{b}$$ **Équation 29**

Avec K, a et b étant des constantes propres au matériau et ne changent pas en fonction de la fréquence ou en fonction de l'induction magnétique. Il a donc été possible de les quantifier à l'aide des courbes de pertes fournies par le constructeur.

Pour le matériau nanocristallin utilisé nous obtenons :

K = 3,03, a = 1,709, b = 2,187

Les pertes fer sont dépendantes des propriétés du matériau qui varient suivant la fréquence (voir Figure 60).

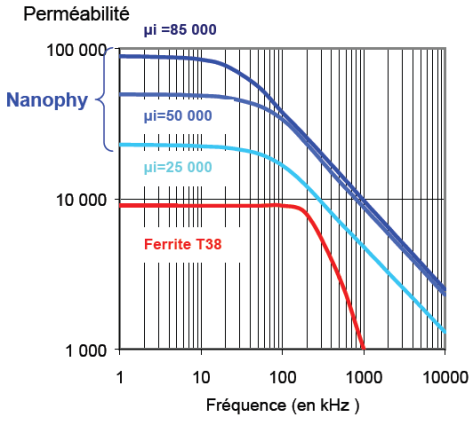


Figure 60: Perméabilité initiale des matériaux nanocristallins et ferrites en fonction de la fréquence

Nous pouvons voir grâce à l'Équation 29 et le rapport proportionnel entre l'induction et la perméabilité magnétique, que le rapport entre les pertes fer du DGIT évolue en fonction de la perméabilité relative du matériau magnétique. Ceci est également vérifié par la fréquence de cassure propre aux matériaux ferrite et nanocristallin que l'on peut observer à la courbe Figure 60. Nous pouvons donc conclure que, selon le matériau choisi, lorsque la fréquence augmente, la perméabilité diminuera plus ou moins. Cette évolution influence principalement

les pertes fer qui diminuent et le courant magnétisant qui augmente (ce qui augmente la puissance réactive). À ce niveau de l'étude deux matériaux ont été sélectionnés (ferrite haute perméabilité et nanocristallin). Plusieurs paramètres rentrent en considération dans ce choix (pertes fer, courant magnétisant, volume, etc…). Le compromis entre tous ces paramètres doit être effectué sur l'architecture complète du DGIT à plusieurs secondaires.

8. Algorithme de dimensionnement du DGIT

Pour effectuer un choix, un calcul de dimensionnement paramétrique a été réalisé avec les données suivantes imposées :

- Tension d'entrée (48 V),
- Tension de sortie (30 V),
- Puissance de chaque sortie (10 W),
- Tension d'isolement THT (60 kV),
- Tension d'isolement HT (10 kV),
- Longueur du fil pilote (1 mètre),
- Nombres de voies en parallèle :8.

La constante choisie est la densité de courant dans les conducteurs (suivant leur forme : 5A/mm²).

Le programme de dimensionnement permet de déterminer la fréquence et l'induction, en faisant varier ces paramètres tour à tour, pour trouver le point de fonctionnement idéal afin de répondre aux critères souhaités dans l'ordre de priorité suivant :

- La tenue diélectrique,
- Les dimensions,
- La modularité,
- Le rendement,
- Les pertes.

L'objet de ce paragraphe est de fixer plusieurs paramètres à la fois primordiaux et contraignants.

Ces paramètres sont primordiaux pour plusieurs raisons :

- Ce développement est centré sur les dimensions du DGIT, son rendement, les tensions de sortie et principalement la tenue diélectrique. Cette dernière influe sur le volume de la structure complète et agit donc sur les pertes fer que l'on cherche à réduire au

maximum. La distance nécessaire entre les bobinages des transformateurs surdimensionne le circuit magnétique. Ceci permet toutefois de réduire le nombre de spires primaires et secondaires du DGIT, nombre dépendant de la section de fer. De ce fait, ceci réduit les pertes joules et aussi parce qu'un courant plus faible circule dans le fil pilote.

- L'utilisation du fil de litz pour le fil pilote avec une spire unitaire est à la fois pratique au regard des distances qui séparent les primaires et secondaires des DGITs et vis-à-vis de l'architecture permettant une mise en parallèle de plusieurs secondaires. Le fil pilote constituant une seul spire, il en résulte que le courant circulant dans le fil de litz a un rapport proportionnel au nombre de spires primaires. Selon l'amplitude de ce courant, une chute de tension conséquente peut apparaitre. Ainsi, la disposition du fil reliant le primaire et le secondaire, donc l'architecture globale du DGIT est un point important pour la limitation de la chute de tension. **Pour le paramétrage des dimensions du fil pilote, la densité de courant est choisie constante (5 A/mm²)**, seul le diamètre du fil varie en fonction du courant le traversant.
- Le matériau magnétique constituant les noyaux des transformateurs détermine en partie la valeur du courant magnétisant. Plus la perméabilité μ est élevée et plus l'inductance magnétisante L_μ est forte ce qui réduit le courant magnétisant (réduction de la puissance réactive). Le choix du matériau magnétique est effectué en fonction de son induction maximale qui agit sur les pertes fer et de sa perméabilité qui agit sur le courant magnétisant. Une fois le matériau choisi, un ajustement de l'induction est toujours possible afin de réduire les pertes. Toutefois, un compromis doit être réalisé car en augmentant le nombre de spires primaire (N_1), on réduit l'induction mais on augmente les pertes joules, toutes choses égales par ailleurs.
- Le nombre de spires secondaires permet de compenser les chutes de tension présentes dans le fil pilote afin de respecter la tension imposée en sortie du DGIT.
- Le volume du circuit magnétique dépend d'une fonction inverse de la fréquence. Par contre la valeur du courant magnétisant et des pertes fer sont proportionnelles à la fréquence. En plus d'agir sur les pertes fer et le rendement, la fréquence d'alimentation crée de l'effet de peau dans les conducteurs, lorsque celle-ci est élevée.

L'interaction de tous ces éléments impose le développement d'une optimisation paramétrique. La Figure 61 représente le synoptique décrivant le procédé de calcul pour dimensionner le DGIT.

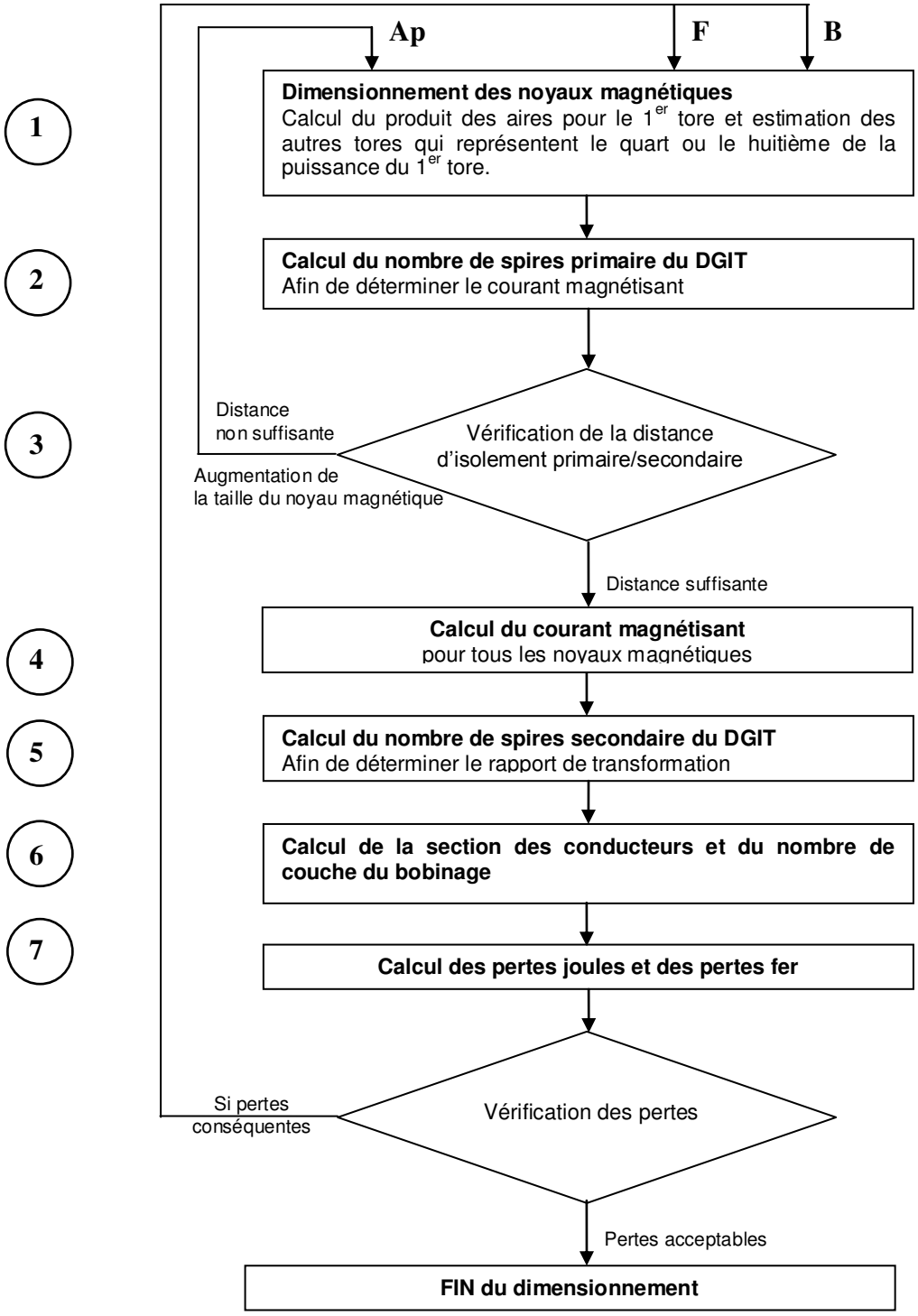


Figure 61: Synoptique de dimensionnement du DGIT

La subtilité de cet agencement réside dans le fait que les paramètres dimensionnants sont extrêmement sensibles à toute variation. Les paramètres les plus contraignants sont le volume du noyau et le courant magnétisant qui va définir la tension et le courant de l'onduleur qui alimente le système.

Comme nous pouvons le voir dans l'Équation 22, le courant magnétisant dépend directement de plusieurs paramètres qui font partie des éléments à définir.

Nous pouvons déduire de cette équation que le courant magnétisant va fortement dépendre de :

- La taille du noyau magnétique,
- La fréquence d'alimentation,
- La tension d'alimentation,
- Des caractéristiques du matériau magnétique.

Comme la taille du système complet doit être la plus faible possible, en plus de la réduction de la distance entre le bobinage primaire et secondaire, nous avons agit sur le choix du matériau afin d'avoir une perméabilité magnétique la plus élevée possible (matériaux étudiés par la suite, grâce aux comparaisons des résultats obtenus séparément pour l'optimisation paramétrique).

Nous avons également agi sur la fréquence d'alimentation. Celle-ci influe sur le courant magnétisant mais elle influe aussi sur les pertes fer du noyau magnétique et sur le nombre de spires du bobinage, donc sur les pertes par effet joules. Pour définir la valeur idéale de la fréquence d'alimentation, plusieurs paramètres (dont ceux cité précédemment) ont été calculés sur une plage de fréquence allant de 20 kHz à 50 kHz.

Dans l'étude qui suit, deux matériaux magnétiques ont été sélectionnés pour leur grande perméabilité nécessaire pour limiter l'inductance magnétisante dans les transformateurs. Les matériaux choisis et comparés par la suite sont : le ferrite MnZn (T38 de la marque EPCOS) et le nanocristallin (Arcelor Mital).

Chacune des étapes numérotées sur le synoptique de la Figure 61, sont décrites ci-dessous, en suivant cette même numérotation [FERRIEUX-99] [FOCH].

III. Choix paramétrique pour l'optimisation du DGIT

Le programme a permis d'effectuer plusieurs choix de dimensionnement. Le premier concerne l'architecture à adopter. Ensuite, les choix ont concerné le matériau, la fréquence de fonctionnement et le nombre de spires du fil pilote les plus adaptés à notre application.

1. Choix de l'architecture

Malgré les limitations déjà évoquées sur la structure à circuit magnétique unique, nous avons néanmoins effectué un dimensionnement pour s'assurer de l'inadéquation de cette solution.

Dans cette structure à noyau magnétique unique, un espace de bobinage a été alloué pour chaque secondaire avec une séparation entre chaque bobinage destinée à la tenue diélectrique, comme nous pouvons le voir sur le schéma de la Figure 62.

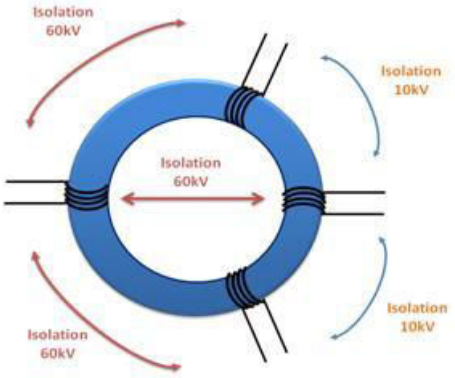


Figure 62: Disposition des bobinages sur une structure à noyau magnétique unique

Le critère permettant de choisir entre l'architecture à noyau magnétique simple ou multiple, est le volume. Le volume de fer des architectures à plusieurs noyaux reste le même car il est défini par la tenue diélectrique. Le programme de calcul pour ce cas nous donne les volumes de fer suivant avec du matériau nanocristallin :

- 556,5 cm^3 pour la structure à simple noyau,
- 45,6 cm^3 pour la structure à 3 secondaires.

Nous pouvons déduire de ces résultats, que malgré la disposition des différents bobinages visant à réduire l'encombrement, cette structure reste beaucoup plus volumineuse que celles composées de plusieurs noyaux magnétiques. Ceci exclut totalement cette solution.

Dans un second temps, la question du choix d'architecture a été posée, le logiciel de dimensionnement développé permet de préciser ce choix.

Les critères permettant de choisir parmi les 4 architectures à noyaux magnétiques multiples, sont la chute de tension dans le fil pilote, les pertes fers et le poids liés aux multiples noyaux.

Les résultats obtenus dans le tableau ci-dessous, ont été réalisés pour un DGIT à 3 secondaires, une puissance totale fournie aux trois charges de 40 W, une tension d'alimentation de 48 V DC, une fréquence de 25 kHz, un matériau magnétique en nanocristallin (perméabilité de 70000 et induction de 0,55 T) et des fils pilotes de diamètre 2,5 mm et de longueur 1 m. Ces valeurs ont été fixées afin de comparer les structures entre elles.

Tableau 4: Comparaison des chutes de tension, pertes fer et poids pour les 4 architectures

	série	parallèle 1	cascade	parallèle 2
Chute de tension	3,4%	0,1%	1,6%	0,5%
Pertes fer	159mW	159mW	159mW	277mW
Poids	108g	157g	598g	127g

D'après le tableau 3, ci-dessus, nous pouvons remarquer que les pertes fer restent non significatives par rapport à la puissance à fournir dans cet essai (40W), ce qui fait des chutes de tension le premier critère de choix. Les architectures en cascade et parallèle 1 et 2 paraissent être les plus intéressantes du point de vue des chutes de tension (calcul de la tension en entrée du fil pilote par rapport à la tension en sortie du fil pilote), ce qui exclut l'architecture série du choix. De plus, son instabilité vis-à-vis de la régulation reste un facteur important à prendre en considération.

Du point de vue architectural, la structure parallèle 2 est plus intéressante que la parallèle 1 pour la modularité de la connectique du secondaire du transformateur primaire du DGIT et pour la possibilité de centrer les bobinages primaires par rapport aux bobinages secondaires de ce transformateur.

A l'aide de la quantification des chutes de tensions et des pertes de chacune des structures, le choix s'est donc porté sur la structure parallèle 2, **tous les calculs qui suivent sont faits dans cette configuration**.

2. Choix du matériau magnétique

Le matériau constituant le circuit magnétique des transformateurs est choisi selon son aptitude à conserver ses propriétés magnétiques en haute fréquence. Les matériaux les plus appropriés au système étudié sont la ferrite Mn Zn (modèle T38 de la marque EPCOS) et le nanocristallin (Nanophy de la marque Arcelor Mital) pour leurs fréquences de fonctionnement élevées [LEBOURGEOIS], [PERRON].

Le ferrite a pour avantage d'être peu onéreux et de présenter des pertes fer faibles (75 kW/m^3 pour une fréquence de 25 kHz et une induction de 0,4 T). Son désavantage réside dans sa faible induction magnétique à saturation (inférieure à 0,4 T) et sa perméabilité (jusqu'à 15 000 pour le Mn Zn pour le modèle T46 de la marque EPCOS existant seulement en faibles dimensions).

Le matériau nanocristallin a pour avantage ses faibles pertes fer (59 kW/m^3 pour une fréquence de 25 kHz et une induction de 0,4 T) mais reste toutefois onéreux. Son avantage réside également dans sa forte induction magnétique à saturation (jusqu'à 1,25 T) et sa grande perméabilité (jusqu'à 200 000). Le choix s'est donc porté sur le nanocristallin.

Le matériau nanocristallin choisi est du Nanophy [NANOPHY]. Ce matériau a été choisi pour sa forte perméabilité de 70 000. Son induction à saturation reste supérieure à celle des

matériaux ferrite à la fréquence de travail envisagée. Une induction plus forte entrainerait une diminution du nombre de spires primaire et donc une augmentation du courant magnétisant. Le courant magnétisant est dans cette application, un paramètre aussi important que les pertes fer. Nous avons donc décidé de lui donner la priorité car nous pourrons toujours agir sur l'induction en changeant le nombre de spires primaire pour contrôler les pertes fer.

Nous avons donc réalisé un comparatif sur le courant magnétisant (cf. Tableau 5) pour un DGIT8 (à 8 secondaires) à noyaux magnétiques toriques, à la fréquence de 25 kHz pour une longueur de 1 m de fil pilote, une tension d'entrée de 48 V, une tension de sortie de 30 V et une puissance totale fournie de 52 W. Cette comparaison est donc effectuée pour des conditions fonctionnelles identiques.

Tableau 5: Comparaison des courant magnétisants pour les matériaux ferrite et nanocristallins

	Ferrite (T38)	Nanocristallin
$i_{onduleur}$	9,85A	1,42A
i_{μ}	9,48A	0,12A
i_{e1}	1,41A	1,41A

Les valeurs de certains paramètres n'ont pas pu être conservées identiques dans ce comparatif (nombre de spires primaires, courant dans le fil pilote, etc…) à cause des propriétés propres de chaque matériau à fréquence donnée (la perméabilité et les pertes fer étant différente pour les deux matériaux, les paramètres qui en découlent, telle que l'induction, ne sont donc pas identiques). Nous ne retrouvons pas les mêmes valeurs de courant fourni par l'onduleur, toutefois nous conservons le même courant efficace fourni à la charge active. Ainsi, nous pouvons remarquer que la proportion de courant magnétisant dans le courant total à fournir au DGIT par l'onduleur de tension est très conséquente dans la configuration avec des noyaux magnétiques ferrite. Le nanocristallin est donc le matériau le plus approprié à notre application. Sa très grande perméabilité est donc décisive dans ce type d'application.

3. Choix de l'induction et de la fréquence d'alimentation

Concernant le choix de la fréquence d'alimentation et l'induction dans les noyaux magnétiques, un compromis a dû être réalisé entre les dimensions (volume et poids) du DGIT, son rendement (les pertes fer étant directement liées à la fréquence) et le courant magnétisant, donc la puissance réactive à fournir.

Dans les simulations suivantes les conditions imposées sont : un DGIT8, une amplitude de tension d'entrée de 48 V DC, une amplitude de tension de sortie de 30 V, un matériau magnétique nanocristallin (perméabilité de 70 000), un nombre de spire unitaire du fil pilote

(densité de courant : 5 A/mm² et longueur :2 m) et une puissance consommée de 52 W répartie sur les 8 DGITs secondaires. Le nombre de spires primaire et secondaire évolue avec la fréquence (Equation 19).

L'un des critères les plus importants est le rendement, nous l'avons donc choisi afin de cibler le couple de paramètres induction/ fréquence fournissant le meilleur rendement (cf. Figure 63).

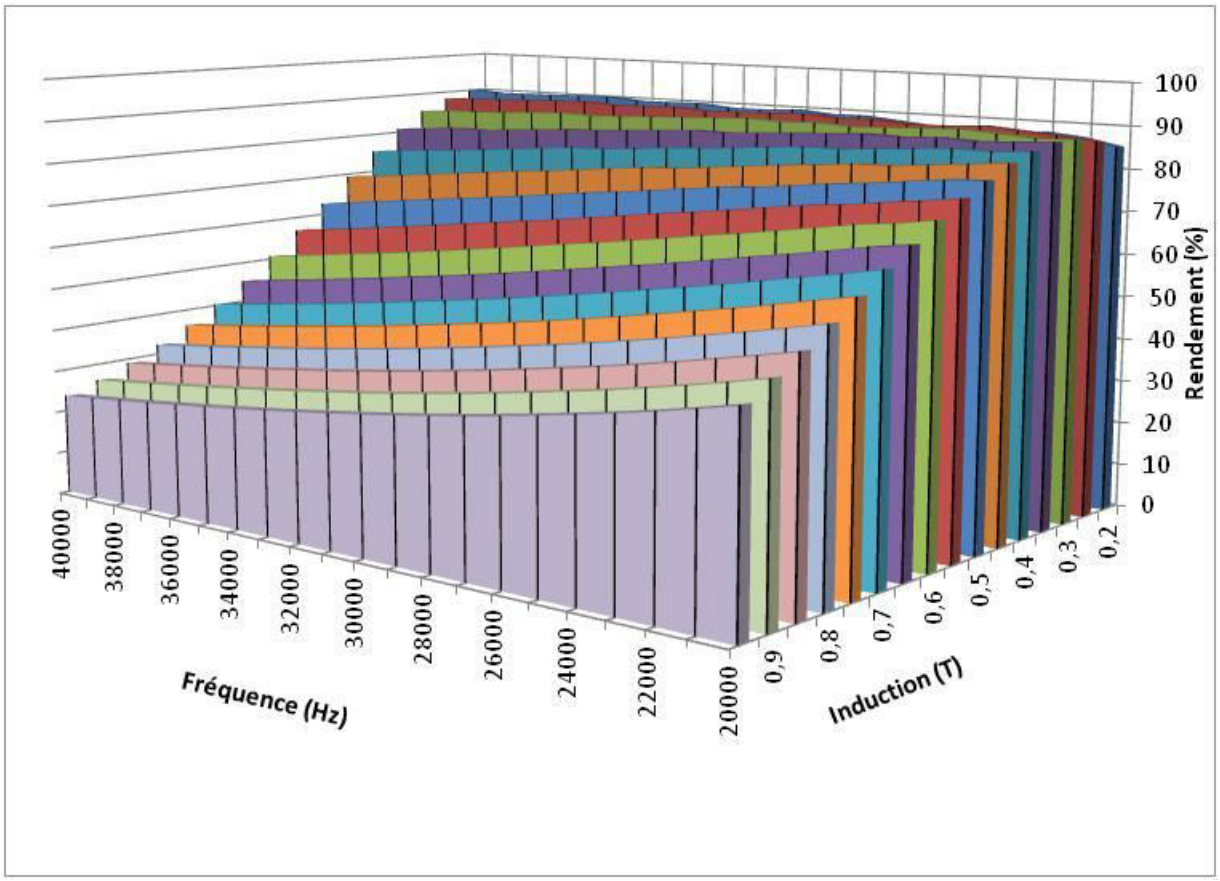


Figure 63: Variation du rendement en fonction de l'induction et de la fréquence

D'après les résultats obtenus à la Figure 63, nous pouvons déduire que les zones permettant d'atteindre les meilleurs rendements se situent :

- Aux fréquences les plus basses (entre 20 kHz et 25 kHz) et une induction comprise entre 0,2 T et 0,3 T,
- Aux fréquences les plus hautes avec l'induction la plus basse (entre 25 kHz et 40 kHz pour 0,1 T)

Afin d'affiner les résultats de ces zones, nous avons donc cherché à déterminer l'induction la plus intéressante à 25 kHz, ensuite à cette valeur, nous avons déterminé la fréquence la plus intéressante pour l'induction choisie.

Ainsi, nous avons réalisé une boucle de calcul dans laquelle nous avons fait varier l'induction de 0,1 T à 1 T à la fréquence de 25 kHz, en observant principalement les pertes (Joules et fer) et la chute de tension dans le fil pilote (Figure 64) et l'évolution du nombre de spires.

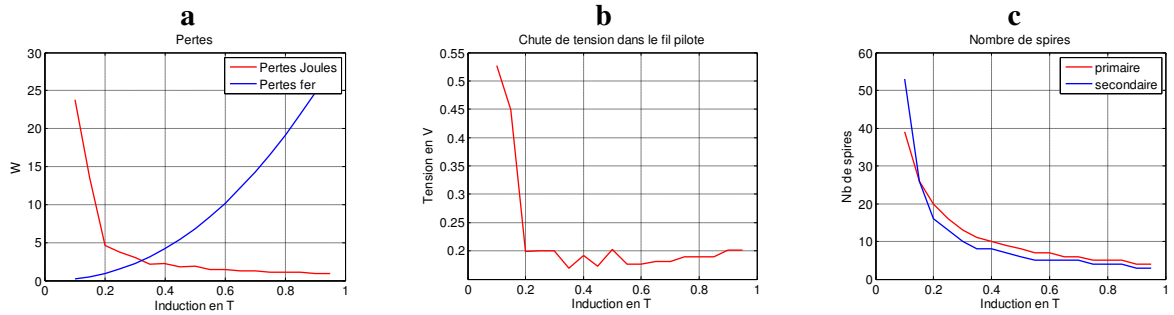
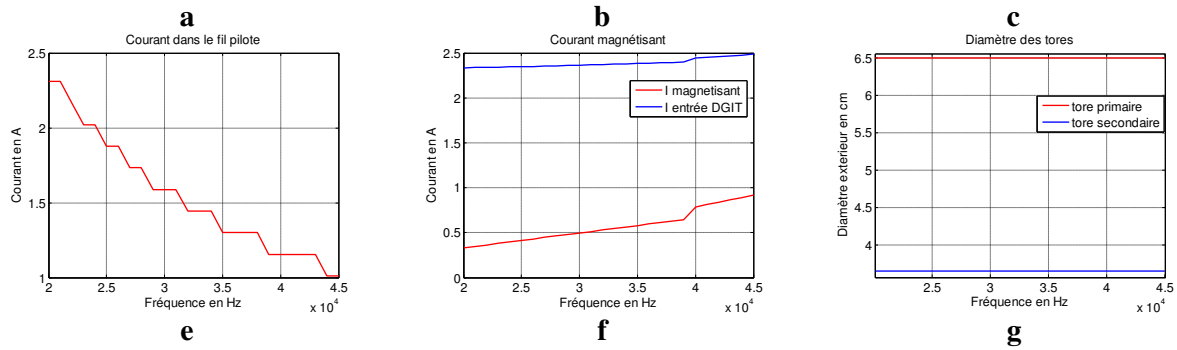


Figure 64: Caractéristiques liées au choix des paramètres par rapport à l'induction du noyau magnétique

Nous remarquons sur les figures ci-dessus que l'induction la plus adéquate est d'environ 0,3 T. Celle-ci permet à la fois d'obtenir un bon compromis pour les valeurs des pertes (pertes fer égales aux pertes Joules), ainsi qu'une chute de tension réduite dans le fil pilote.
Pour la suite, les calculs paramétriques en fonction de la fréquence ont donc été réalisés pour une induction de 0,3 T.

Nous faisons maintenant varier la fréquence entre 20 kHz et 45 kHz. Le choix de la fréquence de fonctionnement est établi à partir des résultats obtenus en considérant les valeurs des courants (magnétisant et dans le fil pilote), du diamètre des noyaux magnétiques, des pertes et du rendement (Figure 65).



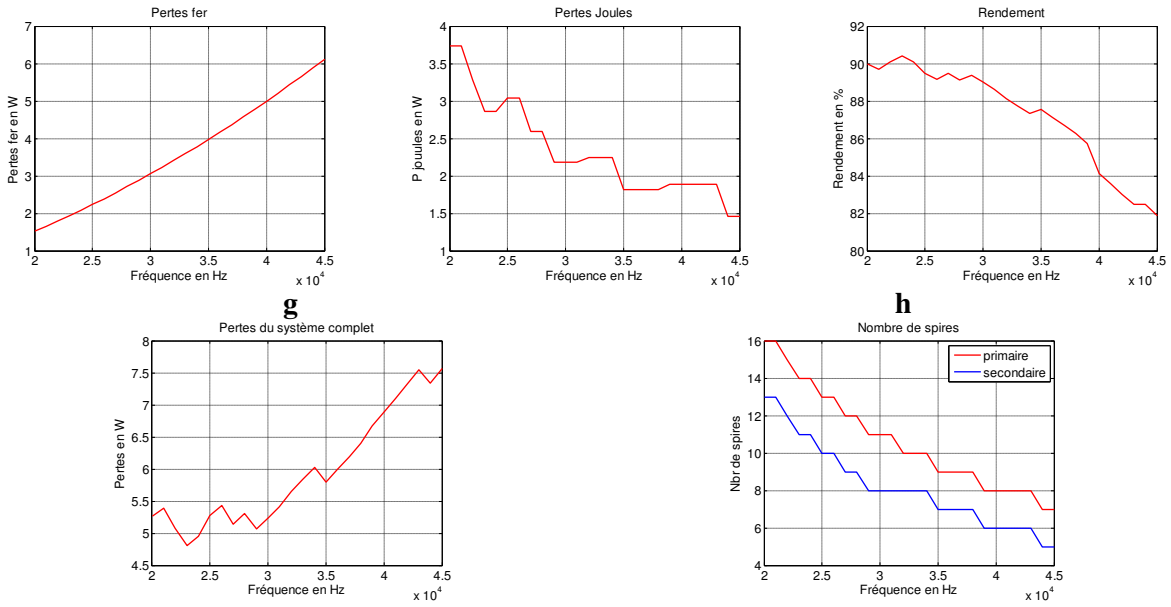


Figure 65: Caractéristiques liées au choix des paramètres par rapport à la fréquence d'alimentation

Les caractéristiques présentées à la Figure 65 montrent une allure irrégulière des courbes. Ceci est dû à la boucle de calcul qui réévalue tous les paramètres dimensionnant (tel que la section du fil pilote lié à l'évolution du courant dans le fil pilote, etc…) pour chacune des fréquences.

Les caractéristiques ci-dessus montrent que le diamètre des circuits magnétiques ne varie pratiquement pas en fonction de la fréquence. Ceci est dû à la distance d'isolement imposée entre les bobinages.

Nous avons donc pu fixer les dimensions des noyaux magnétiques du DGIT (cf. Tableau 6).

Tableau 6: Dimensions des noyaux primaires et secondaires du DGIT

	L_{fer}	S_{fer}	Dimension interne	Poids
DGIT primaire	16,7 cm	1,14 cm²	63 x 43 x 15 mm	139 g
DGIT secondaire	9,4 cm	0,6 cm²	35 x 25 x 15 mm	41 g

Dans les courbes de la Figure 65, nous pouvons également observer que les pertes sont principalement causées par les pertes fer qui augmentent avec la fréquence et par les pertes Joules qui, malgré leur diminution, restent élevées. Par conséquent, le rendement diminue en fonction de la fréquence. D'autre part, l'augmentation du courant magnétisant avec la fréquence participe à la puissance réactive du DGIT. Par contre, nous pouvons observer une diminution du courant dans le fil pilote avec l'augmentation de la fréquence. Ceci est dû à la diminution du nombre de spires primaires du DGIT.

La fréquence la plus intéressante sera donc celle pour laquelle le rendement est le plus élevé, avec un bon compromis entre le courant magnétisant et le courant dans le fil pilote. Le choix s'est donc porté sur la fréquence de 25 kHz hors des fréquences audibles.

4. Choix du nombre de spires du fil pilote

Le rendement étant lié aux chutes de tension dans le fil pilote, nous pourrions penser qu'en les diminuant en imposant un courant plus faible, nous pourrions l'augmenter. Pour diminuer ce courant, il suffit de réaliser plusieurs spires (N_{pilot}) avec ce dernier (ce calcul a été effectué pour l'architecture parallèle 2).

Tableau 7: Comparaison des rendements et poids pour plusieurs valeurs de spire du fil pilote

	$N_{pilot}=1$	$N_{pilot}=2$	$N_{pilot}=3$
Rendement	89,5%	91,93%	93%
Poids	489g	476g	475g

Nous pouvons remarquer au Tableau 7, que malgré l'augmentation du nombre de spires du fil pilote, le poids du système global diminue modestement. Ceci est dû au redimensionnement de la section de fil en fonction du courant y circulant : plus le courant est faible et plus la section du fil diminuera. Le rendement plafonne à 93 % ce qui représente 3,5 % de mieux que pour $N_{pilot} = 1$.

Il est donc plus intéressant de maintenir le nombre de spires du fil pilote à 1 car le rendement que l'on trouve (89,5 %) reste compatible avec le cahier des charges (supérieur à 80 %) et pour des questions de modularité, de positionnement des fils et de réalisation de l'imprégnation, ce nombre représente la meilleure solution.

5. Synthèse des choix paramétriques optimaux

Nous avons observé que les paramètres dimensionnant du DGIT sont inter-dépendants. Pour effectuer un choix, il a fallu donner des priorités à certains de ces paramètres et effectuer une étude d'optimisation.

Le premier choix a été de réduire les chutes de tension par le choix architectural du DGIT. Il a aussi été réalisé en tenant compte du besoin de modularité du système au moment de sa mise en oeuvre et pour la maintenance.

Le second choix s'est porté sur les dimensions des tores constituant les noyaux magnétiques. En effet, celles-ci étaient principalement contraintes par la distance imposée pour la tenue diélectrique Très Haute Tension et Haute Tension.
Le matériau magnétique et la fréquence d'alimentation étaient au même niveau dans l'ordre des choix. Ces deux critères étant très liés, ils ont été choisis pour un courant magnétisant le plus faible possible, des pertes fer les plus faibles possible ainsi que des chutes de tension les plus faibles possible.

Pour terminer nous avons déterminé le nombre de spires primaires nécessaire pour fixer une induction relativement faible (0,3 T) et de même des pertes fer, tout en gardant des chutes de tension acceptables dans le fil pilote.

Nous avons ainsi déduit, grâce au logiciel de dimensionnement, des paramètres optimaux aux Tableau 8 et Tableau 10, que nous avons calculé pour un DGIT8, alimenté à 48 V avec une tension de sortie de 33 V (maximum acceptable) et consommant une puissance totale de 52 W.

Tableau 8: Résultats du calcul optimal des paramètres dimensionnant du DGIT

Paramètres dimensionnement	
Matériau des noyaux magnétiques	nanocristallin
Dimension noyau magnétique du DGIT primaire	63 x 43 x 15 mm
Dimension noyau magnétique du DGIT secondaire	35 x 25 x 15 mm
Perméabilité	70000
Induction	0,3T
Tension d'alimentation	48 V
Fréquence d'alimentation	25kHz
Nombre de spires primaire	12
Nombre de spires secondaire	10
Rendement	89,5%

La configuration architecturale du DGIT (Figure 66) impose trois courants différents, donc trois diamètres différents de fil de litz répertoriés dans le Tableau 9 et le schéma de la Figure 66.

Tableau 9: Résultats du calcul optimal du fil pilote du DGIT

Brins	Section nominale	Diamètre ext. apparent (mm)			Résistance Ohm/m		Longueur	Traction de bobinage
Nbre	**CU mm²**	**Mini.**	**Nomin**	**Maxi**	**Mini.**	**Maxi.**	**m/Kg**	**Newt./100**
250	0.4908	0.881	1.036	1.191	0.0320	0.0420	203	3190
840	1.6094	1.768	2.080	2.392	0.0094	0.0120	58.7	10210
3600	5.8629	1.888	2.221	2.554	0.0026	0.035	16.3	37200

Le diamètre de chaque brin des fils de litz est de 0,05 mm².

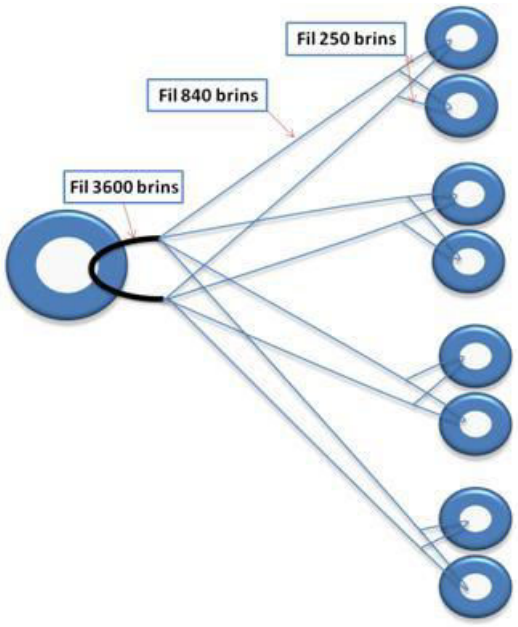


Figure 66: Architecture du DGIT et répartition des différents fils de litz pour le fil pilote

Ce choix architectural et paramétrique a donc permis de passer ensuite à l'étude comportementale du DGIT dans l'application pour lequel il est destiné.

IV. Etude fréquentielle du DGIT en mode différentiel

Dans le but de réaliser un modèle électrique équivalent en mode différentiel, une étude fréquentielle du dispositif est nécessaire, elle est requise pour l'extraction des paramètres circuits du modèle électrique.

1. Etude fréquentielle des transformateurs du DGIT

L'étude fréquentielle du DGIT a été réalisée avec les valeurs suivantes :

- Matériau nanocristallin pour les noyaux magnétiques (perméabilité : 70 000, induction : 0,3 T,
- Tension d'entrée 48 Vdc,
- Tension de sortie 33 Vdc,
- Nombre de spire primaire du DGIT : 12 spires,
- Nombre de spires secondaire du DGIT : 10 spires,
- Nombres de spires du fil pilote : 1 spire,
- Charge résistive de 50 Ω en sortie (pour cette partie),
- Matériau magnétique : nanocristallin.

Dans l'étude fréquentielle du DGIT, il faut tout d'abord décomposer les différents effets parasites pouvant exister afin de les localiser et les différencier les uns des autres.
En plus du schéma équivalent basse fréquence du transformateur (inductances de fuite, pertes cuivre, inductance magnétisante, pertes fer), nous pouvons ajouter les capacités apparaissant en haute fréquence. Elles sont essentiellement localisées entre le bobinage primaire et secondaire, entre fils, et entre le bobinage et le noyau magnétique (Figure 67).
En associant ces capacités au schéma équivalent classique du transformateur, nous en déduisons le schéma physique équivalent de la Figure 67.

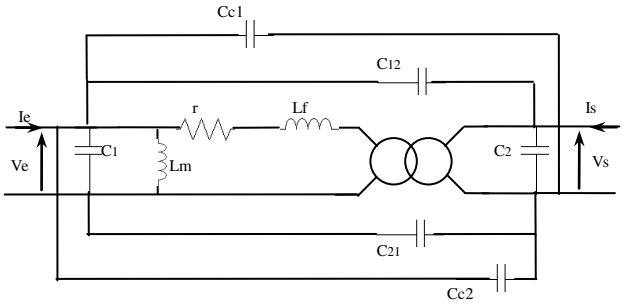


Figure 67: Modèle réel du transformateur

Avec : r = Resistance cuivre équivalente des bobinages ramenés au primaire,
L_f = inductance de fuite équivalente ramenée primaire,
L_m = inductance magnétisante.

Les capacités schématisées ci-dessus représentent l'interaction électrostatique entre les différents éléments du transformateur.
Pour pouvoir déterminer ces différents éléments, nous réalisons l'étude du système sous forme de quadripôle, ce qui revient à l'étude des admittances du circuit équivalent [KERADEC-09] :

$$\begin{bmatrix} I_e \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ V_s \end{bmatrix}$$ **Équation 30**

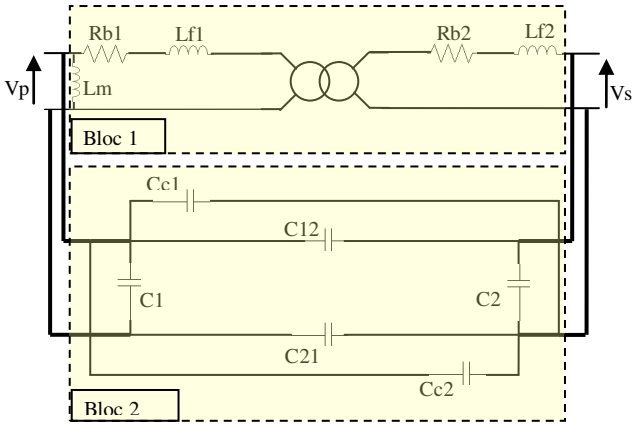


Figure 68: Séparation des effets électrostatiques et magnétostatiques

Avec : R_{b1} = Resistance du bobinage primaire,

R_{b2} = Resistance du bobinage secondaire,

L_{f1} = inductance de fuite primaire,

L_{f2} = inductance de fuite secondaire,

L_m = inductance magnétisante,

C_{c1} et C_{c2} = capacités croisées entre primaire et secondaire,

C_{21} et C_{12} = capacités entre primaire et secondaire,

C_1 et C_2 = capacités du bobinage primaire et du bobinage secondaire.

Une séparation en deux blocs est envisageable en faisant indépendamment une approche en basse fréquence (effets magnétostatiques, bloc 1 de la Figure 68) et en haute fréquence (effets électrostatiques, bloc 2 de la Figure 68).

Nous avons simplifié le bloc 2 en considérant les capacités croisées C_{c1} et C_{c2}, entre le primaire supérieur et secondaire inférieur et vice-versa, étant négligeables. En effet ces fils étant très éloignés les uns des autres, cette capacité peut être considérée comme quasiment nulle.

C_{12} et C_{21} sont égaux grâce à la géométrie du noyau magnétique et à la disposition des bobinages permettant l'équidistance entre les conducteurs primaires et secondaires. Nous avons donc défini : $C_p = C_{12}+C_{21}$.

Grâce à ce modèle équivalent, il est possible de séparer les deux effets en deux matrices d'impédances :

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} YL_{11} & YL_{12} \\ YL_{21} & YL_{22} \end{bmatrix}}_{\text{Basse fréquence}} + \underbrace{\begin{bmatrix} YC_{11} & YC_{12} \\ YC_{21} & YC_{22} \end{bmatrix}}_{\text{Haute fréquence}} \quad \textbf{Équation 31}$$

Avec :

$$Y_{11} = Y_{mag} + Y_f + j\omega(C_1 + C_p) \quad \textbf{Équation 32}$$

$$Y_{12} = -(\frac{Y_f}{m} + j\omega.C_p) \quad \textbf{Équation 33}$$

$$Y_{21} = Y_{12} \quad \textbf{Équation 34}$$

$$Y_{22} = \frac{Y_f}{m^2} + j\omega(C_2 + C_p) \quad \textbf{Équation 35}$$

$$Y_{mag} = \frac{1}{(j\omega.L_m)} \quad \textbf{Équation 36}$$

$$Y_f = \frac{1}{(r + j\omega.L_f)} \quad \textbf{Équation 37}$$

Ceci a permis de séparer sur une même mesure les valeurs obtenues en basse fréquence et celles obtenues en haute fréquence pour définir les éléments du modèle équivalent.

En effectuant des mesures avec un analyseur d'impédance, les éléments du modèle équivalent ont pu être renseignés (cf. Tableau 10).

Tableau 10: Valeurs obtenues pour les éléments du schéma équivalent d'un transformateur

	r	C_1	C_2	C_{12}	C_{21}	L_f	L_m
DGIT Primaire T1	1,13 Ω	-0,8 pF	0,4 pF	1,6 pF	1,6 pF	26 uH	13,7 mH
DGIT Secondaire T2	0,04 Ω	insignifiant	0,5 nF	1,1 pF	1,1 pF	0,1 uH	90 uH

Ce modèle a été vérifié grâce à des mesures d'impédance des deux transformateurs du DGIT en circuit ouvert et en court-circuit, pour une résistance de charge de 50 Ω. La courbe de perméabilité du matériau est variable en fonction de la fréquence, elle a donc été mesurée et intégrée au calcul d'impédance des différents transformateurs. Nous observons nettement cet effet à la Figure 71 (circuit ouvert).

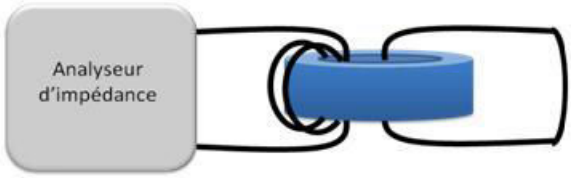


Figure 69: Procédure de mesure de l'impédance de T1 en court-circuit

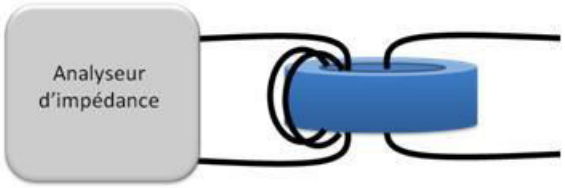


Figure 70: Procédure de mesure de l'impédance de T1 en circuit ouvert

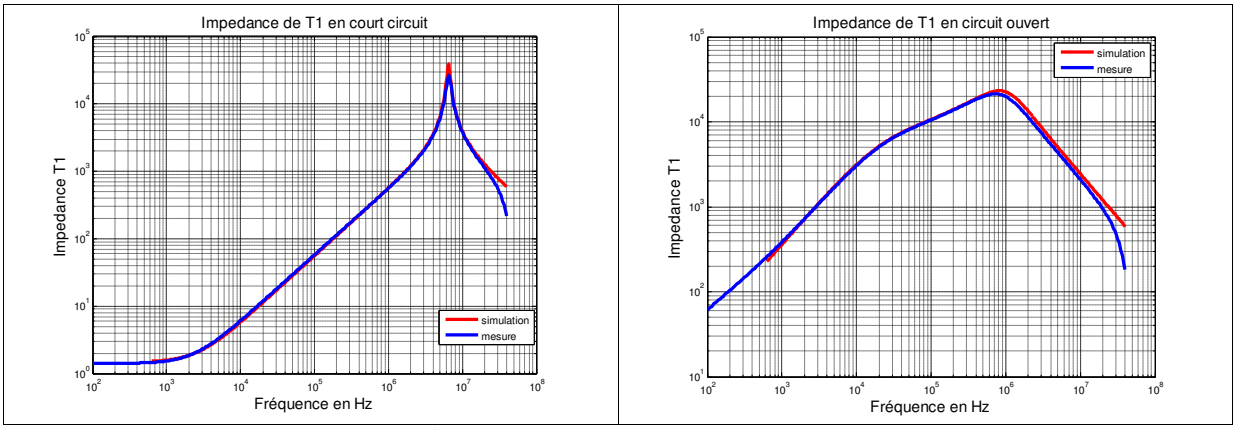


Figure 71: Impédance du transformateur primaire T1 du DGIT1

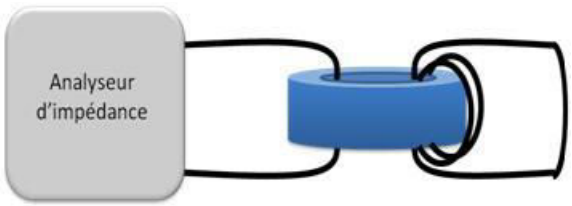


Figure 72: Procédure de mesure de l'impédance de T2 en court-circuit

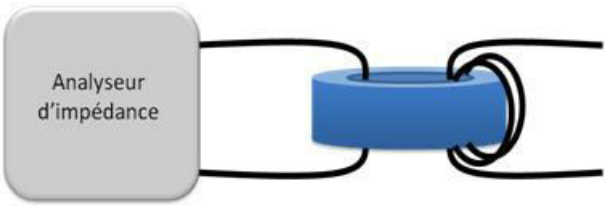


Figure 73: Procédure de mesure de l'impédance de T2 en circuit ouvert

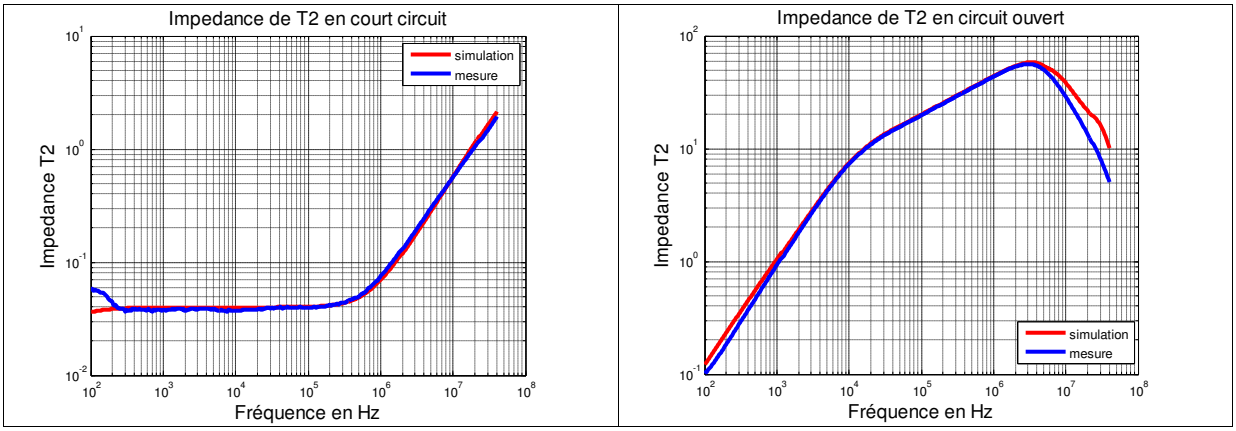


Figure 74: Impédance du transformateur secondaire T2 du DGIT1

Nous remarquons que les résultats de la simulation sont similaires aux mesures (Figure 71 et Figure 74). En circuit ouvert, nous remarquons pour les deux transformateurs une différence qui apparait en haute fréquence. Ceci est dû à la difficulté de réaliser une mesure précise des capacités équivalentes car leur valeur est de l'ordre du picofarad. Le modèle équivalent des deux transformateurs du DGIT simple secondaire est donc validé.

Une association de ces transformateurs a donc été réalisée sur la base de ces résultats pour créer le DGIT1. Le modèle équivalent du DGIT1 est l'association en série de deux transformateurs reliés par un fil de litz (Figure 75).

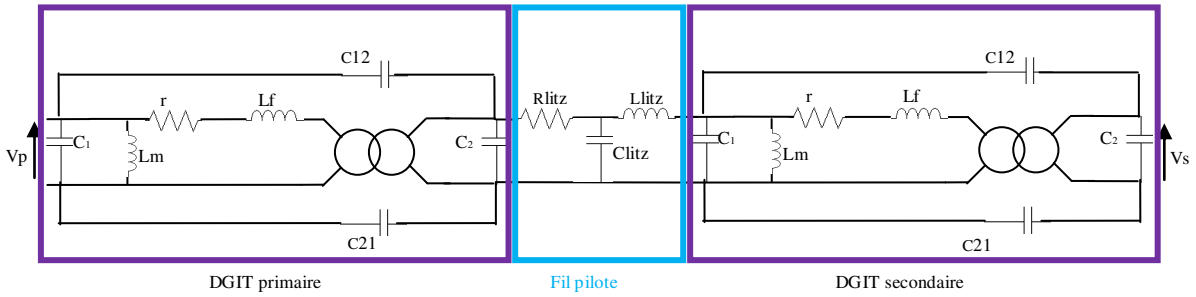


Figure 75: Schéma électrique équivalent d'un DGIT1 (avec un transformateur secondaire)

Ce modèle simplifié a été vérifié grâce à des mesures. Chaque transformateur étant équivalent à une matrice d'admittance, le calcul de l'admittance des transformateurs en parallèle se fait par addition des admittances de chaque transformateur et du fil de litz. Le calcul de l'admittance globale se fait grâce à une transformée des admittances en transmittances pour le calcul des quadripôles en cascades, comme nous pouvons le voir sur la Figure 76. Il est à noter que la capacité parallèle du fil de litz ne sera pas considérée dans la suite des calculs car lorsque nous la ramenons au primaire, celle-ci devient négligeable à cause du rapport de transformation entre le primaire et le secondaire du DGIT primaire très inférieur à 1.

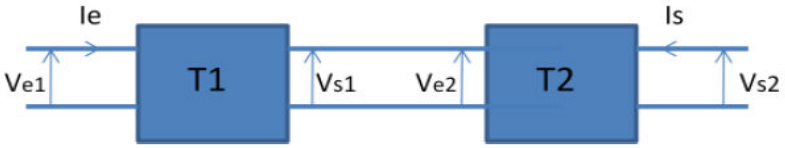


Figure 76: Schéma des transmittances pour un DGIT1

Grâce à cette méthode, nous pouvons assimiler le DGIT à un schéma bloc des transmittances que l'on calcule comme suit:

$$[T_{tot}] = [T_2] * [T_1]$$ **Équation 38**

Tout d'abord, une transformation des admittances en transmittances est réalisée :

$$[T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}$$ **Équation 39**

Avec :

$$T_{11} = \frac{-Y_{11}}{Y_{12}}$$ **Équation 40**

$$T_{12} = \frac{-1}{Y_{12}}$$ **Équation 41**

$$T_{21} = Y_{21} - \frac{Y_{11}Y_{22}}{Y_{12}}$$ **Équation 42**

$$T_{22} = \frac{-Y_{22}}{Y_{12}}$$ **Équation 43**

Équation 44

A la suite du calcul de la transmittance équivalente, l'admittance équivalente est déduite de la manière suivante :

$$Y_{11} = \frac{T_{11}}{T_{12}}$$ **Équation 45**

$$Y_{12} = \frac{1}{T_{12}}$$ **Équation 46**

$$Y_{21} = \frac{T_{21}T_{12} - T_{11}T_{22}}{T_{12}}$$ **Équation 47**

$$Y_{22} = \frac{T_{22}}{T_{12}}$$ **Équation 48**

La transformé des transmittances en admittances nous permet de faire le calcul de l'impédance équivalente du DGIT en court-circuit et en circuit ouvert, tel que nous pouvons l'observer à la Figure 77.

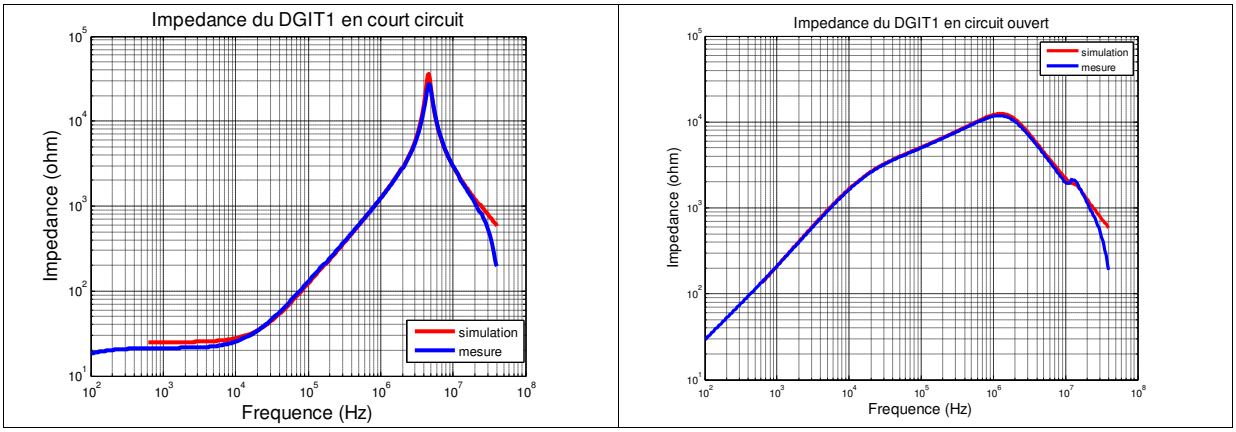


Figure 77: Impédance du DGIT1

La Figure 77 montre que le modèle équivalent du DGIT est donc validé grâce aux mesures des impédances.

La transformé des transmittances en admittances nous permet de faire le calcul de la fonction de transfert globale du DGIT. Ceci revient à écrire l'équation équivalente suivante :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-Y_{21_{tot}}}{Y_{22_{tot}} + \frac{1}{R_{ch}}}$$ **Équation 49**

Pour vérifier le modèle, nous avons tout d'abord effectué une comparaison pour un DGIT1 (à un secondaire).

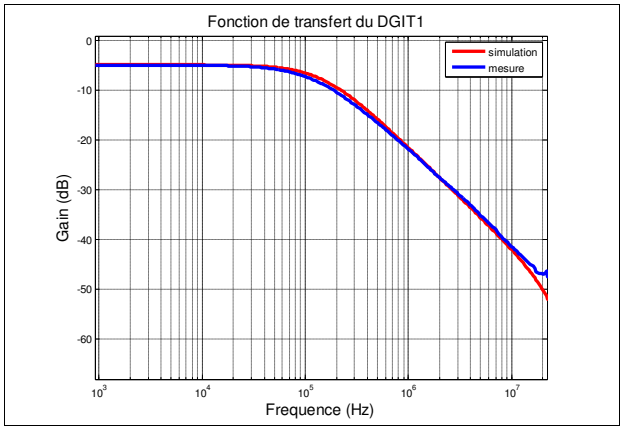


Figure 78: Fonction de transfert d'un DGIT1 (Vs/Ve)



Figure 79: Schéma de mesure de la fonction de transfert d'un DGIT1

Nous pouvons voir sur la Figure 78 que les résultats de simulations corrèlent correctement avec les mesures réalisées.

2. Etude fréquentielle du DGIT multi secondaires

Pour modéliser un DGIT à plusieurs secondaires, il suffit de schématiser plusieurs DGIT secondaires et fil de litz en parallèles (somation des matrices d'admittances). Le calcul de leur fonction de transfert devenant compliqué, nous l'avons donc effectuée sous forme de calcul quadripolaire.

Le but étant de créer un modèle pour un DGIT à plusieurs secondaires, la concordance entre simulation et mesure a été vérifiée pour les fonctions de transfert d'un DGIT2 et un DGIT3.

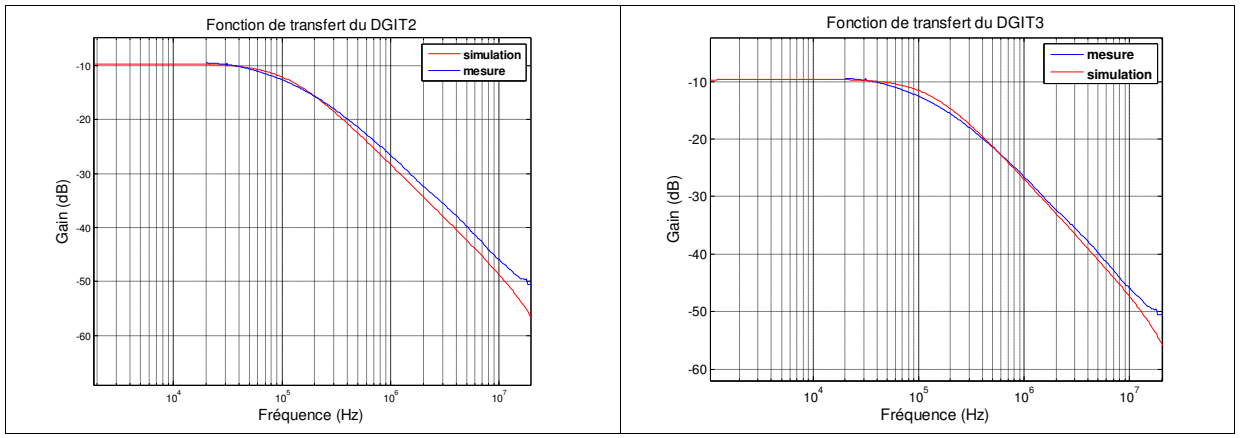


Figure 80: Fonction de transfert de DGIT multi secondaires (Vs1/Ve)



Figure 81: Schéma de mesure de la fonction de transfert multi secondaires

D'après la Figure 80, nous pouvons valider le modèle pour un DGIT2 et un DGIT3, ce qui signifie que le modèle est également valable pour un DGIT multi secondaires.

3. Comportement du DGIT imprégné

L'imprégnation permettant la diminution de la distance entre bobinages primaire et secondaire tout en conservant une forte isolation galvanique a été réalisée par l'équipe de recherche matériau de ALTOM Transport à Tarbes.

Les particularités du matériau d'imprégnation agissent sur les caractéristiques électriques des transformateurs. Pour vérifier la différence des paramètres du modèle équivalent, une comparaison des impédances pour chacun des transformateurs a été réalisée.

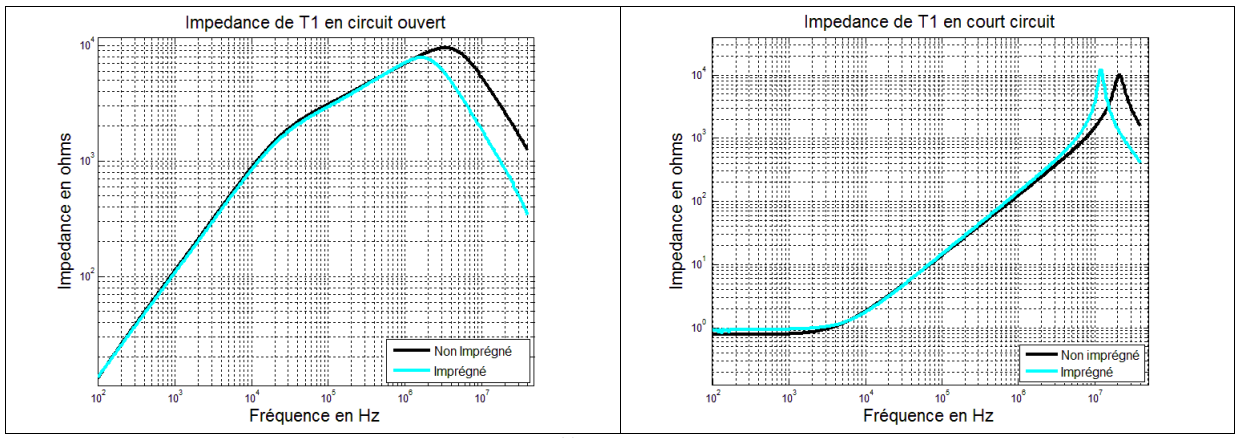


Figure 82: Comparaison des impédances du 1er transformateur d'un DGIT1 imprégné et non imprégné

Nous pouvons observer sur la Figure 82, que pour le transformateur primaire du DGIT, la différence entre l'imprégnation et la non imprégnation apparaît au niveau capacitif, avec un rapport de 4,5 pour la capacité mesurée en circuit ouvert et en court-circuit.

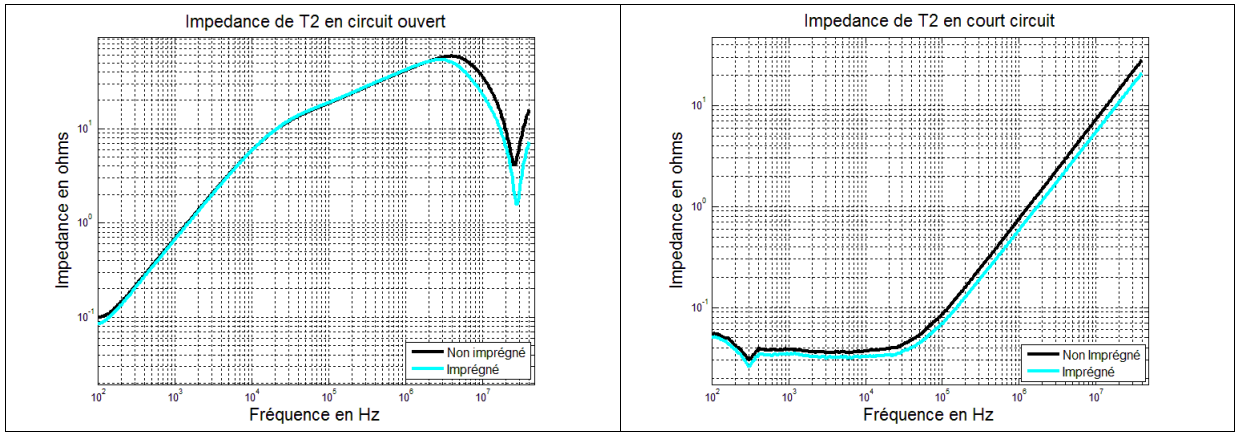


Figure 83: Comparaison des impédances du 2nd transformateur d'un DGIT1 imprégné et non imprégné

Nous pouvons observer sur la Figure 83, que pour le transformateur secondaire du DGIT, la différence entre l'imprégnation et la non imprégnation est d'ordre capacitif, avec un rapport de 2,5 pour la capacité mesurée en circuit ouvert. Pour la mesure en court-circuit, la capacité reste négligeable dans les deux cas.

La différence des capacités mesurées avec un transformateur imprégné et non imprégné, atteint donc au maximum la valeur de la permittivité diélectrique du matériau d'imprégnation, ce qui est vérifié avec les mesures représentées aux Figure 81 et Figure 82.
Nous pouvons également observer ces différences dans les Tableau 11 et Tableau 12 dans lesquels nous retrouvons les paramètres du modèle électrique équivalent des transformateurs du DGIT non imprégnés et imprégnés.

Tableau 11: Valeurs obtenues pour les éléments du schéma équivalent d'un transformateur dans l'air

	r	C_1	C_2	C_{12}	C_{21}	L_f	L_m
DGIT Primaire T1	1,13 Ω	-0,8 pF	0,4 pF	1,6 pF	1,6 pF	26 uH	13,7 mH
DGIT Secondaire T2	0,04 Ω	insignifiant	0,5 nF	1,1 pF	1,1 pF	0,1 uH	90 uH

Tableau 12: Valeurs obtenues pour les éléments du schéma équivalent d'un transformateur imprégné

	r	C_1	C_2	C_{12}	C_{21}	L_f	L_m
DGIT Primaire T1	1 Ω	-3 pF	1 pF	5,7 pF	5,7 pF	22 uH	13,7 mH
DGIT Secondaire T2	0,04 Ω	insignifiant	1,2 nF	4,2 pF	4,2 pF	0,12 uH	89 uH

Nous pouvons observer aux Tableau 11 et Tableau 12 que la zone inductive n'est pas influée par l'imprégnation (ce qui peut aussi être observé par la pente à +20dB des mesures

d'impédances en circuit ouvert et court-circuit des deux transformateur, cf. Figure 82 et Figure 83).

Ces inductances sont principalement liées au noyau magnétique. Dans les deux cas, le noyau magnétique restant inchangé, les valeurs d'inductances restent donc inchangées.

En résumé, l'étude du DGIT imprégné à montré que les paramètres capacitifs sont jusqu'à 4,5 fois plus élevés que dans l'air. L'influence de cette variation sur les tensions et courants est traitée dans le chapitre suivant.

Après imprégnation les dimensions sont telles que nous pouvons les voir dans le Tableau 12 et la Figure 84.

Tableau 13: Valeurs obtenues pour les dimensions des transformateurs imprégnés

Dimension du transfo primaire	Dimensions du transfo secondaire
128x92x78mm	61x54x50mm

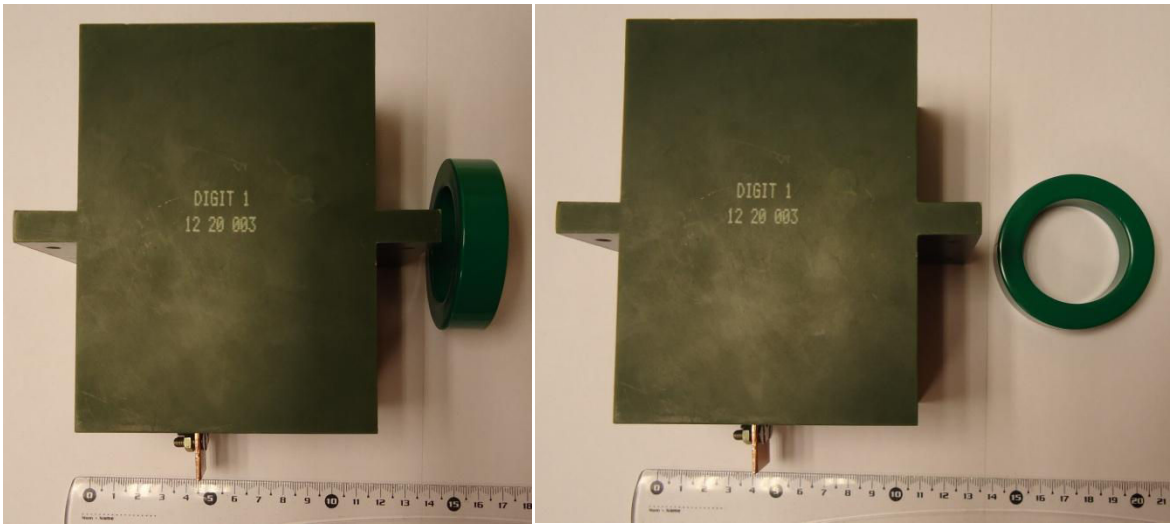


Figure 84: Photo du transformateur primaire imprégné pour une tenue diélectrique de 60 kV

Bien que les dimensions de l'imprégnation ne soient pas optimisées, le rapport entre la tenue en tension et les dimensions géométriques reste intéressant. Théoriquement en optimisant l'imprégnation, une réduction du volume de moitié serait réalisable car le moule d'imprégnation, tel qu'il a été conçu, prend en compte une distance d'isolement entre le fil pilote et son environnement. Ce qui double l'épaisseur « d » du matériau isolant (voir schéma à la Figure 85) placé autour du fil pilote, par rapport au besoin réel.

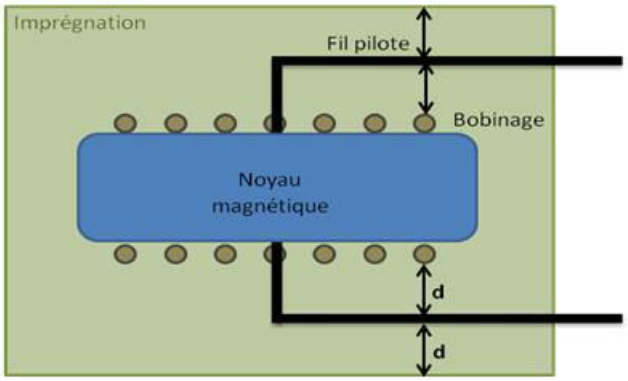


Figure 85: Schématisation de l'imprégnation des transformateurs du DGIT

Cependant, comme nous l'avons vu au premier chapitre, pour maintenir une isolation galvanique correctement répartie dans le DGIT l'idéal est de maintenir une distance de 30 cm entre le noyau magnétique et le plan de masse. Il n'est donc pas nécessaire d'envisager une optimisation de l'imprégnation pour les transformateurs qui se trouveront au plus proche du plan de masse. Ce surdimensionnement est avantageux du point de vue du positionnement des transformateurs dans la baie d'alimentation de la motrice.

V. Etude fréquentielle du DGIT en mode commun

Le DGIT est placé dans un système qui pourra subir une tension maximale transitoire pouvant atteindre 60 kV. Le DGIT alimentant le driver d'un semi-conducteur SiC, il subira à la fois de forte contraintes statiques de tension mais aussi des transitoires rapides. Ceci implique donc des perturbations de mode commun. Un modèle de l'impédance de mode commun du DGIT devient alors nécessaire.

1. Etude fréquentielle des transformateurs du DGIT

Tel que nous l'avons déjà fait pour le modèle équivalent de mode différentiel, nous avons développé le modèle circuit de mode commun pour chacun des transformateurs du DGIT (Figure 88 et Figure 89), puis pour le DGIT complet. Le modèle est établi en court-circuitant les enroulements primaires et secondaires de chaque transformateur.

Nous avons vu au Chapitre 1 (pages 27 et 28) que les capacités parasites pour chacun des transformateurs peuvent être localisées comme présenté à la Figure 86.

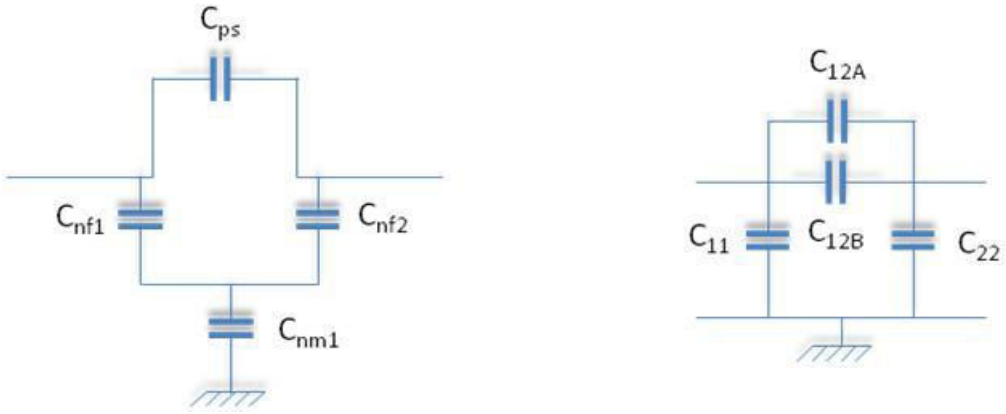


Figure 86: modèle circuit de mode commun pour un transformateur tel que défini dans le chapitre 1

A l'aide du théorème de Kennelly nous effectuons la transformation des impédances disposées en étoile pour les placer en triangle.

$$Z_{C12A} = Z_{Cps}$$ **Équation 50**

$$Z_{C12B} = \frac{Z_{Cnf1}.Z_{Cnf2} + Z_{Cnf2}.Z_{Cnml} + Z_{Cnml}.Z_{Cnf1}}{Z_{Cnml}}$$ **Équation 51**

$$Z_{C11} = \frac{Z_{Cnf1}.Z_{Cnf2} + Z_{Cnf2}.Z_{Cnml} + Z_{Cnml}.Z_{Cnf2}}{Z_{Cnf2}}$$ **Équation 52**

$$Z_{C22} = \frac{Z_{Cnf1}.Z_{Cnf2} + Z_{Cnf2}.Z_{Cnml} + Z_{Cnml}.Z_{Cnf2}}{Z_{Cnf1}}$$ **Équation 53**

En développant ces équations nous obtenons :

$$C_{12A} = C_{ps}$$ **Équation 54**

$$C_{12B} = \frac{C_{nf1}C_{nf2}}{C_{nml}(\frac{C_{nf1}}{C_{nml}} + \frac{C_{nf2}}{C_{nml}} + 1)}$$ **Équation 55**

$$C_{11} = \frac{C_{nml}C_{nf1}}{C_{nf2}(\frac{C_{nml}}{C_{nf2}} + \frac{C_{nf1}}{C_{nf2}} + 1)}$$ **Équation 56**

$$C_{22} = \frac{C_{nml}C_{nf2}}{C_{nf1}(\frac{C_{nml}}{C_{nf1}} + \frac{C_{nf2}}{C_{nf1}} + 1)}$$ **Équation 57**

Nous pouvons voir à l'aide de l'Equation 55, que la capacité C_{12B} est inversement proportionnelle à la valeur de C_{nml}. Ce qui signifie que plus le noyau magnétique est éloigné du plan de masse et plus la capacité C_{12B} sera élevée, augmentant ainsi la tenue en tension du transformateur (comme il a été vu dans le chapitre I).

La modélisation par des capacités en triangle nous permet d'effectuer des mesures pour extraire facilement les paramètres du modèle équivalent en mode commun (voir Figure 87). Nous considérons que $C_{12} = C_{12A} + C_{12B}$.

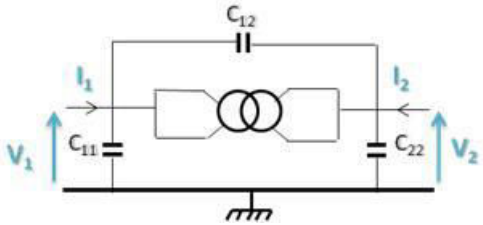


Figure 87: modèle circuit de mode commun pour un transformateur

Pour extraire les valeurs des composants du modèle équivalent des **transformateurs imprégnés**, nous avons défini la matrice d'impédance suivante :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \qquad \textbf{Équation 58}$$

Avec :

$$Y_{11} = \left.\frac{I_1}{V_1}\right|_{V_2=0} = C_{11} \qquad \textbf{Équation 59}$$

$$Y_{22} = \left.\frac{I_2}{V_2}\right|_{V_1=0} = C_{22} \qquad \textbf{Équation 60}$$

$$Y_{21} = Y_{12} = C_{12} \qquad \textbf{Équation 61}$$

Nous effectuons deux mesures avec le secondaire du transformateur court-circuité relié puis non relié à la masse. Dans le premier cas, la valeur de la tension V_2 est nulle, et dans le deuxième cas V_1 est nulle. Pour mesurer C_{12}, nous avons éloigné le transformateur du plan de masse afin de rendre C_{11} et C_{22} négligeables, puis nous avons effectué la mesure entre les deux bornes court-circuitées en entrée et en sortie du transformateur.

Nous avons donc obtenu les valeurs mentionnées dans le Tableau 14 pour un transformateur imprégné.

Tableau 14: Valeurs des éléments du schéma équivalent des transformateurs en mode commun

	C_{11}	C_{22}	C_{12}
DGIT Primaire T1	16,7 pF	12,6 pF	14,4 pF
DGIT Secondaire T2	7,2 pF	10,2 pF	8,5 pF

A partir des valeurs obtenues, nous avons établi le modèle équivalent circuit de l'impédance de chaque transformateur puis nous les avons comparées à la mesure effectuée à l'aide d'un analyseur d'impédance [HP4194], pour le transformateur primaire avec le secondaire relié et non relié au plan de masse (Figure 88 et Figure 89).

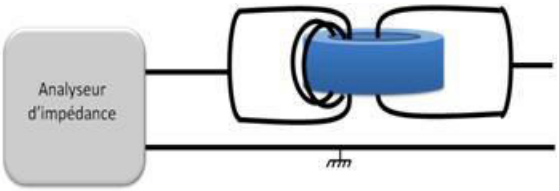


Figure 88: méthode de mesure de l'impédance de mode commun avec secondaire non relié au plan de masse

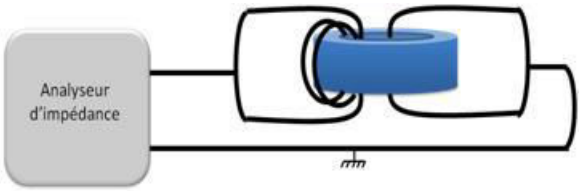


Figure 89: méthode de mesure de l'impédance de mode commun avec secondaire relié au plan de masse

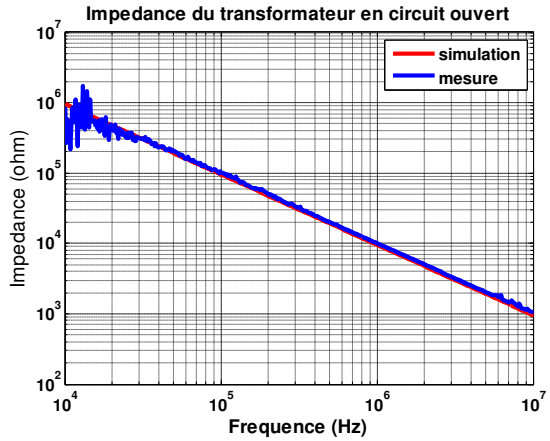


Figure 90: Mesure de l'impédance de mode commun du transformateur primaire avec secondaire non relié au plan de masse

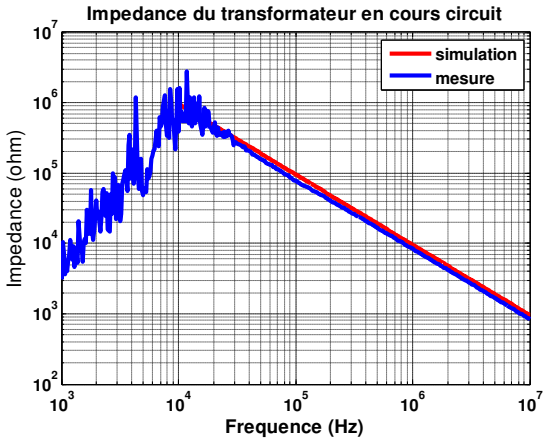


Figure 91: Mesure de l'impédance de mode commun du transformateur primaire avec secondaire relié au plan de masse

Nous pouvons constater, grâce à la comparaison effectuée entre la simulation et la mesure de l'impédance du transformateur primaire du DGIT, que le résultat du modèle réalisé correspond à la mesure. Nous avons trouvé un résultat similaire pour le transformateur secondaire.

Le fil de litz est quant à lui inductif lorsque le secondaire est relié au plan de masse et capacitif lorsque le secondaire est non relié au plan de masse, avec une inductance de 0,69 µH et une capacité de 24,2 pF pour un fil pilote de 1 m à 1 cm du plan de masse et de diamètre 1,1 mm.

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{4h}{d}\right) = 0{,}73\mu H$$ **Équation 62**

$$C = \frac{2\pi\varepsilon_0}{\ln\left(\frac{4h}{d}\right)} = 15\,pF$$ **Équation 63**

Avec les équations de l'inductance et de la capacité linéique d'une ligne bifilaire cylindrique au dessus d'un plan de masse (d = diamètre du conducteur considéré plein, h = distance entre le fil et le plan de masse), nous pouvons conclure que le fil de litz peux être considéré comme équivalent à un fil plein pour l'inductance du fil mais pas pour la capacité. Ceci étant dû à l'isolant du conducteur qui aura tendance à augmenter cette capacité, ce qui rajouterait un

coefficient « ε » relatif à ce matériau. A ceci peut se rajouter l'imprécision par endroits du positionnement du fil par rapport au plan de masse, ce qui rend la valeur de « d » non homogène et modifie la valeur de la capacité globale. Pour terminer, nous pouvons également expliquer cette différence de valeur par le caractère fini de la longueur du fil pilote que l'on calcule à l'aide d'une équation pour des longueurs supposé infinies.

2. Etude fréquentielle du DGIT en mode commun

Ayant déterminé les paramètres des transformateurs du DGIT et du fil de litz, nous avons pu procéder à l'association des différents blocs constituant le DGIT tel que représenté à la Figure 92.

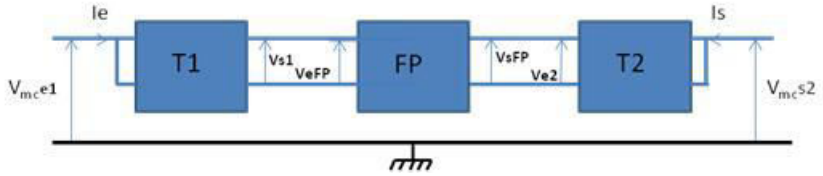


Figure 92: Association des différents blocs du DGIT en mode commun

Grâce à cette méthode, nous pouvons assimiler le DGIT à un schéma bloc de transmittances que l'on calcule comme suit:

$$[T_{tot}] = [T_2] * [FP] * [T_1] \qquad \textbf{Équation 64}$$

Afin de valider cette méthode de calcul, nous avons comparé les résultats du modèle à la mesure, tel que représentés sur les Figure 93 à Figure 96.

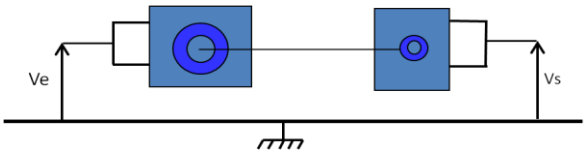


Figure 93: méthode de mesure de l'impédance de mode commun du DGIT avec secondaire non relié au plan de masse

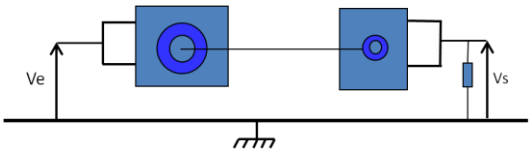


Figure 94: méthode de mesure de l'impédance de mode commun du DGIT avec secondaire relié au plan de masse

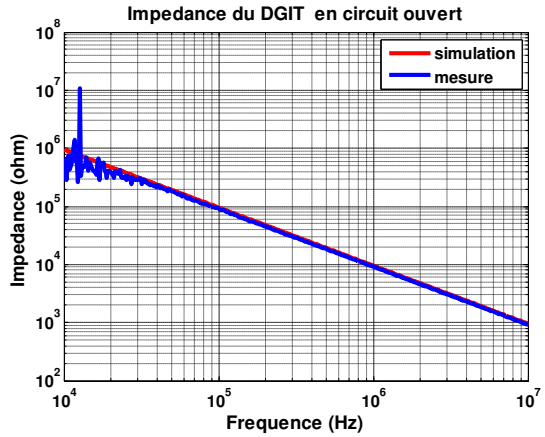


Figure 95: Mesure de l'impédance de mode commun du DGIT avec secondaire non relié au plan de masse

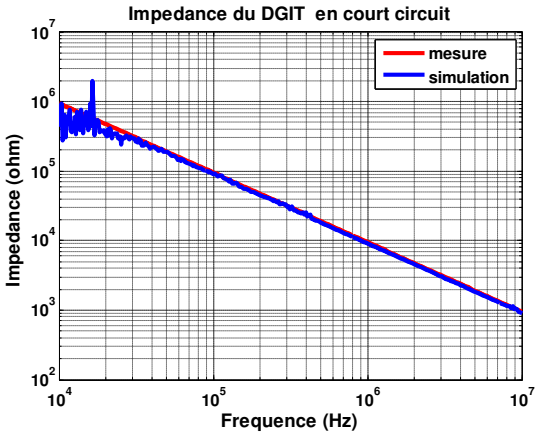


Figure 96: Mesure de l'impédance de mode commun du DGIT avec secondaire relié au plan de masse

A partir de la comparaison effectuée aux Figure 95 et Figure 96, nous pouvons observer que la simulation de l'impédance pour un DGIT complet est validée par la mesure. Ces résultats montrent que le DGIT est principalement capacitif en mode commun. Ceci met en avant l'importance de la distance entre le plan de masse et le système DGIT qui a été évoquée au chapitre 1.

Le modèle de mode commun étant validé, nous pouvons maintenant superposer les deux modèles (mode commun et mode différentiel) tel que présenté à la Figure 97.

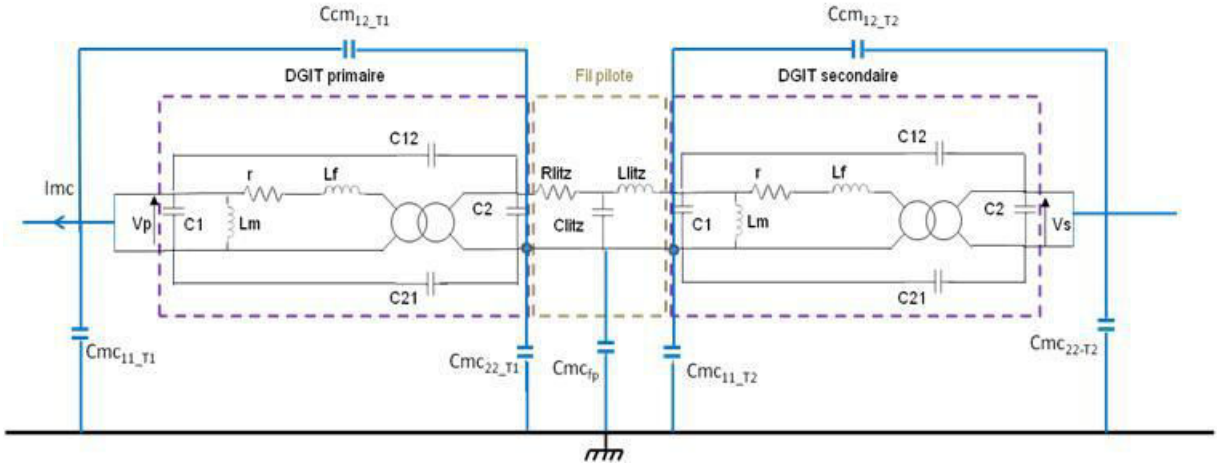


Figure 97: Mesure de l'impédance de mode commun du DGIT avec secondaire non relié au plan de masse

Dans le Tableau 14, nous avons extrait les valeurs des paramètres suivants :

- Cm_{C11} (équivalent à C1) pour les transformateurs T1 (primaire du DGIT) et T2 (secondaire du DGIT),
- Cm_{C22} (équivalent à C2) pour les transformateurs T1 (primaire du DGIT) et T2 (secondaire du DGIT),
- Cm_{C12} est équivalent à la mesure C12 du Tableau 14 à laquelle nous retirons la valeur de C_{12} et C_{21} de mode différentiel. Ceci pour les deux transformateurs.

Grâce à ce modèle, une étude du comportement du DGIT aux forts dV/dt peut être conduite avec le modèle complet de ce dernier. Ceci sera abordé avec plus de détail au chapitre suivant.

VI. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu fixer le type d'isolation galvanique HT et THT pour l'isolation de l'alimentation de driver destiné à une application HT placé dans un environnement THT. Pour ceci, un programme de calcul paramétrique a été développé afin de définir la structure et les dimensions les plus optimales pour notre application. La structure choisie est donc le Transformateur à Double Isolation Galvanique (DGIT) composé d'un transformateur primaire et de plusieurs transformateurs secondaires positionnés en parallèle. Les deux types d'isolation ont été testés pour une tenue diélectrique de 60 kV et 10 kV dans le centre d'essais d'ALSTOM Transport, avec succès.

L'étude fréquentielle réalisée sur le DGIT a montré que le système peut être représenté par des blocs quadripolaires positionnés en cascade selon le nombre de secondaires ou le nombre de niveaux du convertisseur. Cette validation démontre que ce modèle peut être généralisé et adapté à plusieurs sortes de dispositions multi-secondaires, donc à différents types de convertisseurs multi-niveaux, autant pour la représentation du mode différentiel que du mode commun.

Grâce à la réalisation et à la modélisation du DGIT multi-secondaire à forte isolation galvanique, il a été possible de développer une alimentation qui lui est adaptée. Celle-ci est détaillée au chapitre suivant.

CHAPITRE 3

Alimentation des allumeurs de MOSFET SiC Haute Tension

Sommaire

I. Introduction 109

1. Système d'allumeurs à alimenter 109
2. Disposition du DGIT par rapport aux allumeurs 110

II. Etude théorique de l'alimentation DC/AC/DC des allumeurs 110

1. Etude théorique du régime résonant 115
2. Etude théorique du régime quasi-résonant 116

III. Modélisation du DGIT et de son système d'alimentation 119

1. Représentation du système complet 119
2. Résultats de simulation 122

IV. Modélisation de l'ensemble alimentation et DGIT 125

1. Validation du régime résonant par la simulation circuit 126
2. Validation du régime quasi-résonant (ou discontinu) 128
3. Influence de l'imprégnation des transformateurs 129
4. Bilan expérimental de puissance 131

V. Régulation à double isolation galvanique 133

1. Systèmes existants 134
2. Modélisation du système type CPL 135
3. Résultats 140

VI. Modélisation et validation du comportement électrique face à une perturbation de mode commun 143

1. Perturbation du DGIT dans le système complet non alimenté 144
2. Perturbation du DGIT dans le système complet alimenté 146

VII. Conclusion 150

I. Introduction

Dans ce chapitre, nous avons étudié et développé le convertisseur statique associé au DGIT. Ceci complète le système d'alimentation des allumeurs des convertisseurs multi niveaux Haute Tension (HT). L'étude qui suit convient à un niveau du convertisseur, qui pourra par la suite se généraliser aux 11 niveaux prévus.

1. Système d'allumeurs à alimenter

Le principe d'alimentation des drivers des interrupteurs HT est représenté à la Figure 98.

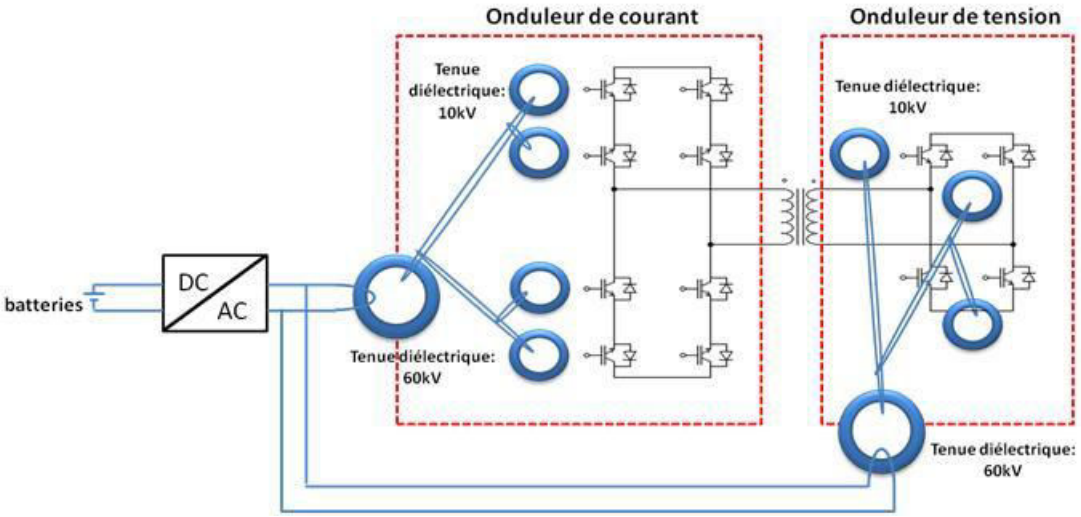


Figure 98: Représentation d'un étage du convertisseur multi niveaux

Ce système est alimenté par une tension continue, convertie en une tension alternative afin de réaliser une forte isolation galvanique à l'aide des transformateurs et fournir une tension DC de 30 V sur chaque carte d'allumeur. L'alimentation en amont du système DGIT est un onduleur de tension (Figure 98) à fréquence fixe (définie au chapitre II : 25kHz). Il est contrôlé par déphasage des commandes des deux bras onduleur. La tension d'entrée est variable (fournie par des batteries dont la tension peut s'échelonner de 42 à 136V). Cette alimentation requiert une stratégie de régulation spécifique due à la double isolation galvanique. Plusieurs solutions ont été envisagées. Elles sont détaillées dans le paragraphe IV :

- Un seul convertisseur DC/AC/DC régulé en tension,
- Une cascade de convertisseurs : DC/DC pour l'adaptation aux différentes tensions de la batterie suivie d'un convertisseur DC/AC non régulé et enfin complété par un convertisseur DC/DC régulé à 30 V.

Dans une première partie nous allons détailler le cœur du dispositif à savoir la conversion DC/AC/DC.

2. Disposition du DGIT par rapport aux allumeurs

La Figure 98 montre qu'on a choisi de séparer le DGIT de l'onduleur de tension et celui de l'onduleur de courant. L'onduleur de courant étant composé d'interrupteurs quatre quadrants, il y a huit cartes d'allumeurs à alimenter (Figure 98). L'onduleur de tension nécessite quant à lui quatre cartes d'allumeurs. Ainsi, nous avons disposé en parallèle un DGIT à huit secondaires (DGIT8) et un DGIT4 en sortie du convertisseur DC/AC. Cette disposition implique qu'il y a autant d'alimentations que de niveaux. Nous aurions pu faire le choix d'un seul convertisseur DC/AC avec l'inconvénient de la perte totale de contrôle de la puissance en cas d'avarie sur celui-ci.

La puissance consommée à vide (sans ordre de commande) par l'ensemble des cartes drivers d'un niveau est de 38 W. Pour une question de modularité, le DGIT4 et le DGIT8 doivent être réalisés identiquement, ce qui rend la maintenance plus aisée une fois le système intégré dans les nouvelles générations de trains. A l'aide du logiciel de dimensionnement présenté au chapitre II, nous avons conçu le système des DGIT à partir des contraintes les plus fortes (tenant compte des chutes de tension, de la section du fil de litz, des dimensions des noyaux magnétiques, etc…). Ce qui nous a conduits à obtenir les caractéristiques présentées au Tableau 15 pour tous les DGITs.

Tableau 15: Dimensions des noyaux magnétiques constituant le DGIT

	L_{fer}	S_{fer}	Dimension interne	Poids
DGIT primaire	16,7 cm	1,14 cm²	63 x 43 x 15 mm	139 g
DGIT secondaire	9,4 cm	0,6 cm²	35 x 25 x 15 mm	41 g

Le nombre de spires primaire est de 12, le nombre de spires secondaire est de 10 et la longueur du fil pilote est de 2 m (pour un distance de 1 m entre le DGIT primaire et le DGIT secondaire).

II. Etude théorique de l'alimentation DC/AC/DC des allumeurs

Nous avons tout d'abord étudié le fonctionnement idéalisé de cette structure. Deux régimes de fonctionnement sont à envisager : résonnance complète et quasi-résonnance (ou régime discontinu de courant dans le circuit résonant) selon la puissance fournie. Dans cette partie nous négligeons toutes les pertes. L'objectif étant de déterminer la caractéristique statique de cette alimentation.

Le DGIT est un dispositif inductif dû principalement aux inductances magnétisantes et à l'inductance du fil pilote. Lorsque le nombre de secondaires du DGIT augmente, l'inductance équivalente diminue quasi proportionnellement (Pour un DGIT2 l'inductance est sensiblement divisée par 2). L'inductance équivalente du DGIT reste tout de même élevée car lorsqu'elle est ramenée au primaire, elle est multipliée par N_1^2 (N_1 étant le nombre de spires primaire). La longueur du fil pilote influe sur cette inductance. Le système DGIT est donc très sensible en termes de puissance réactive. Celle-ci a une incidence directe sur le dimensionnement de l'onduleur DC/AC.

Dans le but d'analyser le fonctionnement de la structure complète à sa fréquence de découpage, nous pouvons ramener le modèle du DGIT à une simple inductance équivalente et un coupleur idéal, tel que représenté à la Figure 101. La Figure 99 présente le schéma basse fréquence d'un DGIT1.

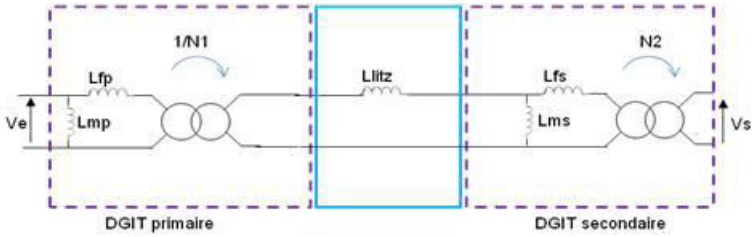


Figure 99: Schéma équivalent du DGIT

L'inductance équivalente du DGIT complet ramenée au primaire du DGIT est calculée en ramenant toutes les inductances au primaire :

$$L_{eq} = \frac{L_{ms}\left(L_{fp} + L_{litz} * N_1^2\right) * N_1^2}{L_{ms} * N_1^2 + L_{fp} + L_{litz} * N_1^2} + L_{fs} * N_1^2$$ **Équation 65**

La simplification du DGIT1 en un transformateur équivalent conduit à un facteur de transformation qui dépend de l'impédance équivalente ramenée au primaire :

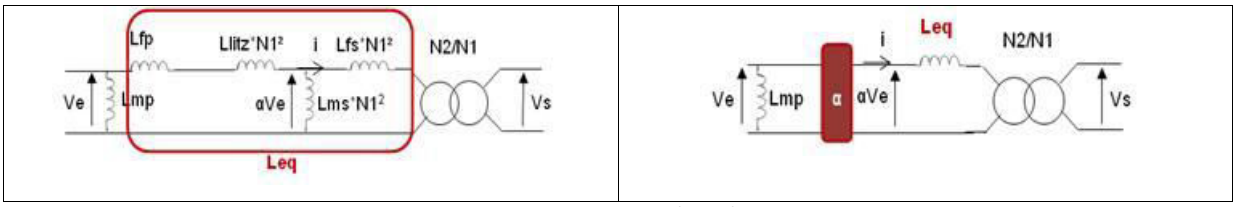


Figure 100: Simplification du schéma équivalent du DGIT

$$i = \frac{\alpha V_e - \frac{N_1}{N_2} V_s}{pL_{eq}} = \frac{\alpha}{pL_{eq}} \left(V_e - \frac{N_1}{\alpha N_{21}} V_s \right) = \frac{1}{p \frac{L_{eq}}{\alpha}} \left(V_e - \frac{V_s}{m} \right)$$ **Équation 66**

Ce qui revient à un facteur de transformation global de : $m = \alpha \frac{N_2}{N_1}$, avec N_1 = nombre de spires primaire du transformateur primaire, N_2 = nombre de spires secondaire du transformateur secondaire et α = coefficient lié aux inductances ramenées au primaire.

$$\alpha = \frac{N_1^{\,2}.L_{ms}}{N_1^{\,2}.L_{ms} + N_1^{\,2}.L_{litz} + L_{fp}}$$ **Équation 67**

$$L_{eq_DGIT} = \frac{L_{eq}}{\alpha}$$ **Équation 68**

L'étude du DGIT a montrée que le DGIT complet peut être ramené au schéma équivalent de la Figure 101.

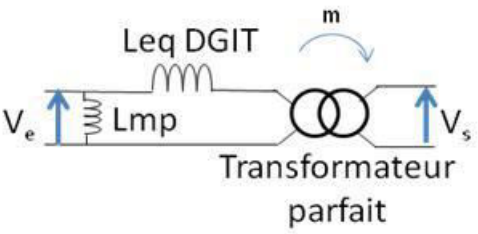


Figure 101: Schéma simplifié du DGIT

Le DGIT équivalent simplifié, revient à considérer une inductance (inductance des transformateurs et des fils pilotes ramenées au primaire, le courant circulant dans l'inductance Lmp étant négligeable devant celui circulant dans $L_{eq\ DGIT}$) en série avec un transformateur parfait ayant un rapport de transformation équivalent « m ». Les valeurs des capacités parasites de la structure étant faibles (de l'ordre de quelques picofarad), celles-ci peuvent être négligées dans l'étude à la fréquence de découpage. Grâce au choix du matériau magnétique

et au calcul d'optimisation réalisés dans les chapitres précédent, l'inductance L_{mp} est très grande devant L_{eq_DGIT}, ce qui revient à négliger le courant la traversant.

Le caractère inductif du DGIT impose de fournir une puissance réactive en plus de la puissance active, ce qui conduit au surdimensionnement de l'onduleur. Pour utiliser et non subir cette puissance réactive la solution consiste à la compenser en ajoutant un condensateur calculé de tel façon à annuler la puissance réactive totale de l'onduleur (à 25 kHz) tel que représenté à la Figure 102.

En plus de la réduction de la puissance réactive, le circuit résonnant série a l'avantage d'éviter tout risque de saturation des circuits magnétique du DGIT en imposant une induction moyenne nulle, les matériaux nanocristallins étant particulièrement sensibles à cet effet.

Ainsi, grâce au circuit résonnant, le dI/dt s'en trouvera réduit lors de la commutation des diodes du redresseur de courant, ce qui limite leurs pertes en commutation. De plus, le filtrage en sortie du redresseur secondaire en pont complet se réduit à un simple condensateur.

Un autre avantage de cette structure résonnante lorsqu'elle fonctionne en régime discontinu, est l'auto- limitation du courant lors d'un court-circuit secondaire, ce qui indirectement constitue une protection et rend moins nécessaire la présence d'une boucle de courant, simplifiant ainsi le contrôle.

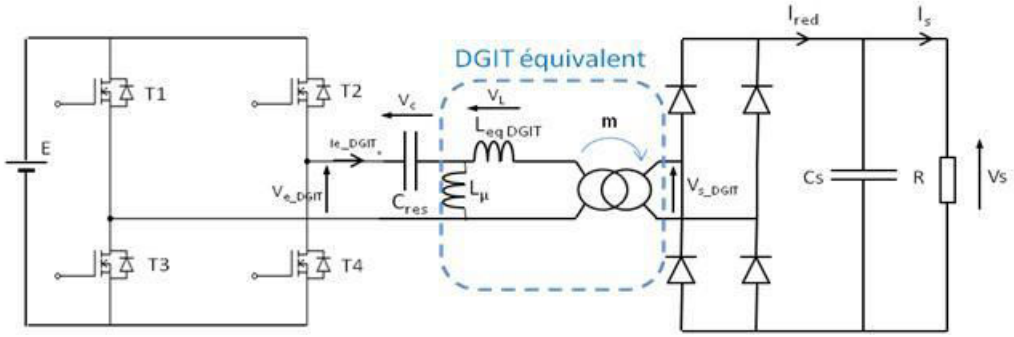


Figure 102: Schéma équivalent de l'alimentation avec condensateur de résonance

La Figure 102 présente le schéma équivalent de l'alimentation d'un driver avec l'isolation galvanique réalisé grâce à un DGIT1 (à 1 secondaire). L'alimentation de tous les divers pour un niveau de conversion (8 drivers pour l'onduleur de tension et 4 drivers pour l'onduleur de courant) nécessite la mise en parallèle de plusieurs DGIT secondaires (voir Figure 98). En supposant que tous les drivers ainsi que leur charge soient identiques pour chaque secondaire du DGIT, nous pouvons donc ramener l'étude du dispositif à plusieurs secondaires à celle d'un DGIT à secondaire unique.

Afin de minimiser les pertes dans les semi-conducteurs et de contrôler la tension efficace en sortie de l'onduleur de tension, l'alimentation développée est à commande à décalage de phase. Ceci permet de faire fonctionner un bras d'onduleur en commutation ZVS (zero voltage switching) et l'autre en ZCS (zero current switching).

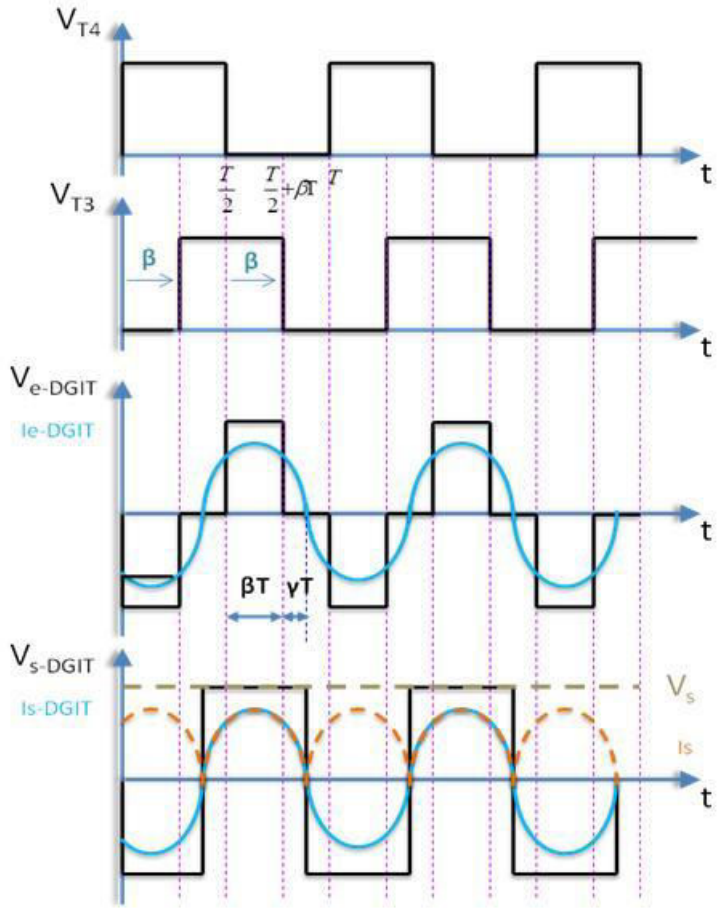


Figure 103: Forme d'onde en entrée et sortie du DGIT avec commande à décalage de bras

La commande par décalage de bras de l'onduleur de tension impose un décalage βT entre les deux bras (décalage compris entre 0 T et 0,5 T, voir Figure 103), Il détermine la tension en sortie de l'onduleur (V_{e_DGIT}). Si nous supposons que le circuit résonnant possède un facteur de qualité élevé, le courant est quasi-sinusoïdal et le décalage n'a pas d'influence sur la forme du courant. Dans ce cas le système fonctionne en régime continu. Au-delà d'une limite qui dépend de la valeur de la charge et de la fréquence d'alimentation, le fonctionnement passe en régime discontinu marqué par l'annulation du courant durant une certaine durée dans la période (voir Figure 105).

Nous allons maintenant étudier les deux types de fonctionnement :

- Le régime continu (ou résonant), dans ce cas le courant I_{e_DGIT} est quasi-sinusoïdal

- Le régime discontinu (ou quasi-résonant).

1. Etude théorique du régime résonant

Dans ce régime et sachant que le circuit résonnant est calé à la fréquence de découpage, nous supposons que le courant est sinusoïdal et en phase avec le fondamental de la tension V_{e_DGIT}. La puissance est donc portée par les fondamentaux de la tension et du courant en phase. Au secondaire, lorsque I_{s_DGIT} est supérieur à 0, V_{s_DGIT} = +Vs et lorsque Is est inférieur à 0, V_{s_DGIT} = -Vs.

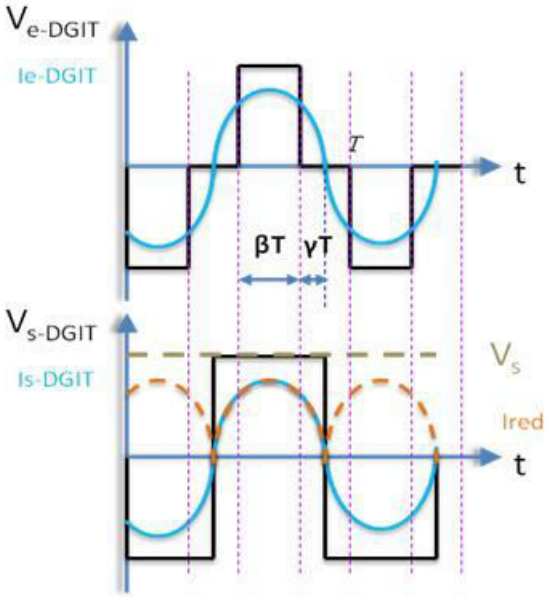


Figure 104: Représentation de la tension et du courant d'entrée du DGIT en régime résonant

En prenant l'hypothèse du premier harmonique (notée exposant 1 dans les équations ci-dessous), nous déterminons la tension de sortie à la résonnance, car le fondamental de la tension V_{LC} est nul. Nous en déduisons donc par calcul du fondamental de V_{e_DGIT} (on place l'origine de telle sorte à rendre V_{e_DGIT} paire :

$$V^1_{e_DGIT} = \frac{V^1_{s_DGIT}}{m} \qquad \textbf{Équation 69}$$

$$V^1_{e_DGIT} = \frac{2}{T}\int_0^T V_{e_DGIT}(t).\cos(\omega t)dt \qquad \textbf{Équation 70}$$

$$V^1_{e_DGIT} = \frac{8}{T}\int_0^{\frac{\beta\pi}{2}} E.\cos(\omega t)dt = \frac{4}{\pi}E.\sin(\pi\beta) \qquad \textbf{Équation 71}$$

Équation 72

Le fondamental de la tension V_{s_DGIT} est donné par :

$$V^{1}_{s_DGIT} = \frac{4}{\pi} V_s$$ **Équation 73**

Nous en déduisons :

$$V_s = mE.\sin(\pi\beta)$$ **Équation 74**

D'après l'Équation 74 nous pouvons déduire que la tension de sortie dépend de la valeur de β.

2. Etude théorique du régime quasi-résonant

Dans le cas de charge de sortie faible, le courant I_{e_DGIT} s'annule au cours de la période. Nous sommes en régime quasi résonnant ou discontinu.

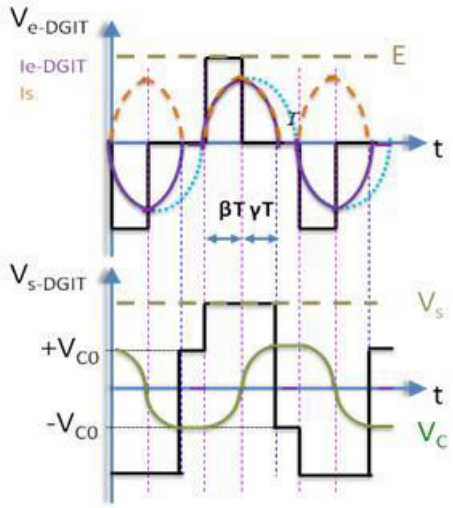


Figure 105: Représentation de la tension et du courant d'entrée du DGIT en régime quasi-résonant

Lorsque $I_{e_DGIT} = 0$, la tension V_C reste constante. De plus, V_C est obligatoirement alternative à valeur moyenne nulle. Ce qui implique que V_C évolue lorsque I_{e_DGIT} varie (soit en augmentant, soit en diminuant, voir Figure 105) ; lorsque $I_{e_DGIT} = 0$, la tension V_c reste constante à +/-V_{C0}, selon que le courant I_{e_DGIT} était respectivement positif ou négatif.

Nous débutons le calcul lorsque T_1 et T_4 sont commandés, $I_{e_DGIT} = 0$ à l'instant initial. Cette phase dure βT. Pour simplifier nous considérons que le coupleur est idéal avec un gain m = 1.

Durant la phase βT nous avons le système d'équation suivant :

Les conditions initiales sont : $i_L(0) = 0$ et $V_C(0) = -V_{C0}$

$$V_c(t) = E - \frac{V_{s_DGIT}}{m} + L_{eq_DGIT} \frac{di_{e_DGIT}}{dt}$$ **Équation 75**

$$i_{e_DGIT}(t) = C_{res} \frac{dV_C}{dt}$$ **Équation 76**

Après résolution de ces équations, nous obtenons les solutions suivantes :

$$V_c(t) = \left(\frac{V_{s_DGIT}}{m} - V_{co} - E \right) \cos(\omega t) + E - \frac{V_{s_DGIT}}{m}$$ **Équation 77**

$$i_{e_DGIT}(t) = C_{res}\omega \left(\frac{V_{s_DGIT}}{m} - V_{co} - E \right) \sin(\omega t)$$ **Équation 78**

Lors de la phase suivante T_1 est toujours passant mais T_2 est fermé et T_4 s'ouvre. Nous obtenons donc le système d'équations suivant, cette phase dure γT :

Les nouvelles conditions initiales sont : $i_{e_DGIT}(0) = i_{e_DGIT}(\beta T)$ et $V_C(0) = V_C(\beta T)$

$$V_c(t) = \frac{-V_{s_DGIT}}{m} + L_{eq_DGIT} \frac{di_{e_DGIT}}{dt}$$ **Équation 79**

$$i_{e_DGIT}(t) = C_{res} \frac{dV_C}{dt}$$ **Équation 80**

Après résolution de ces équations, nous obtenons les solutions suivantes :

$$V_c(t) = \left(V_c(\beta T) + \frac{V_{s_DGIT}}{m} \right) \cos(\omega t) + \frac{i_{e_DGIT}(\beta T)}{C_{res}\omega} \sin(\omega t) - \frac{V_{s_DGIT}}{m}$$ **Équation 81**

$$i_{e_DGIT}(t) = C_{res}\omega \left(\left(-V_c(\beta T) - \frac{V_{s_DGIT}}{m} \right) \sin(\omega t) + \frac{i(\beta T)}{C_{res}\omega} \cos(\omega t) \right)$$ **Équation 82**

Pour résoudre ces systèmes, il est nécessaire de déterminer la tension V_{C0} acquise par C_{res} lors des phases d'annulation de i_{e_DGIT}.

Nous avons donc calculé la tension V_{C0} (tension aux bornes du condensateur de résonnance pour l'état I=0) en considérant l'équation de la variation de la charge de C_{res} :

$$C_{res}.\Delta V = \int_0^{(\beta+\gamma)T} i_{e_DGIT}(t)dt = 2C_{res}V_{co}$$

Sur une demi-alternance du courant i_{e_DGIT}, la tension V_C varie entre $-V_{C0}$ et $+V_{C0}$ et $V_{s_DGIT} = V_s$.

Le courant moyen dans la charge R est égal au courant moyen issu du redresseur, on peut donc écrire :

$$\langle i_{red} \rangle = \frac{V_s}{R} = \frac{2}{T} \int_0^{(\beta+\gamma)T} \frac{i_{e_DGIT}(t)}{m} dt$$ **Équation 83**

D'où la valeur de V_{C0} : $V_{C0} = \frac{mTV_s}{4RC_{res}}$ **Équation 84**

La source ne fournie l'énergie que durant les phases βT. Sachant que durant une période l'échange d'énergie entre L_{eq_DGIT} et C_{res} est complet, on en déduit que:

$$W_{source} + W_{C_{res}} = W_{Leq_DGIT} + W_{charge} \quad \textbf{Équation 85}$$

Sur la période βT nous avons donc : $W_e = W_{charge}$ **Équation 86**

$$\text{D'où } V_e \int_0^{\beta T} i_{e_DGIT}(t)dt = V_s \int_0^{(\beta+\gamma)T} i_{red}(t)dt \quad \textbf{Équation 87}$$

D'après l'Équation 78, nous pouvons calculer :

$$\int_0^{\beta T} i_{e_DGIT}(t)dt = C_{res}\left(\frac{V_s}{m} - V_{co} - E\right)\left(1-\cos(\omega\beta T)\right) \quad \textbf{Équation 88}$$

D'après l'Équation 83, nous pouvons calculer :

$$\int_0^{(\beta+\gamma)T} i_{e_DGIT}(t)dt = \frac{T}{2}\frac{V_s m}{R} \quad \textbf{Équation 89}$$

Nous avons donc pu en déduire que :

$$\frac{V_s}{E} = \frac{\frac{T}{2}\frac{V_s m}{R}}{C_{res}\left(\frac{V_s}{m} - V_{co} - E\right)\left(1-\cos(\omega\beta T)\right)} \quad \textbf{Équation 90}$$

$$V_s = \frac{E(1-\cos(2\pi\beta))}{4\sigma}\left(\sqrt{(1-\sigma)^2 + \frac{8\sigma}{(1-\cos(2\pi\beta))}} - (1-\sigma)\right) \quad \textbf{Équation 91}$$

Avec $\sigma = \frac{1}{4RC_{res}F_{dec}}$

Le régime critique correspond au moment où $V_{C0} = V_s$ ou $\sigma = 1$, nous en déduisons donc la résistance limite de passage d'un mode à l'autre (L_{eq_DGIT} = 88,3 µH) :

$$R_{\lim} = \frac{1}{4FC_{res}} = \frac{\pi}{2}\sqrt{\frac{L_{eq_DGIT}}{C_{res}}} \quad \textbf{Équation 92}$$

Nous avons par la suite vérifié l'évolution de la continuité de fonctionnement (Figure 106), en fonction de la fréquence de découpage et de l'angle de retard « β » entre les bras de l'onduleur de tension.

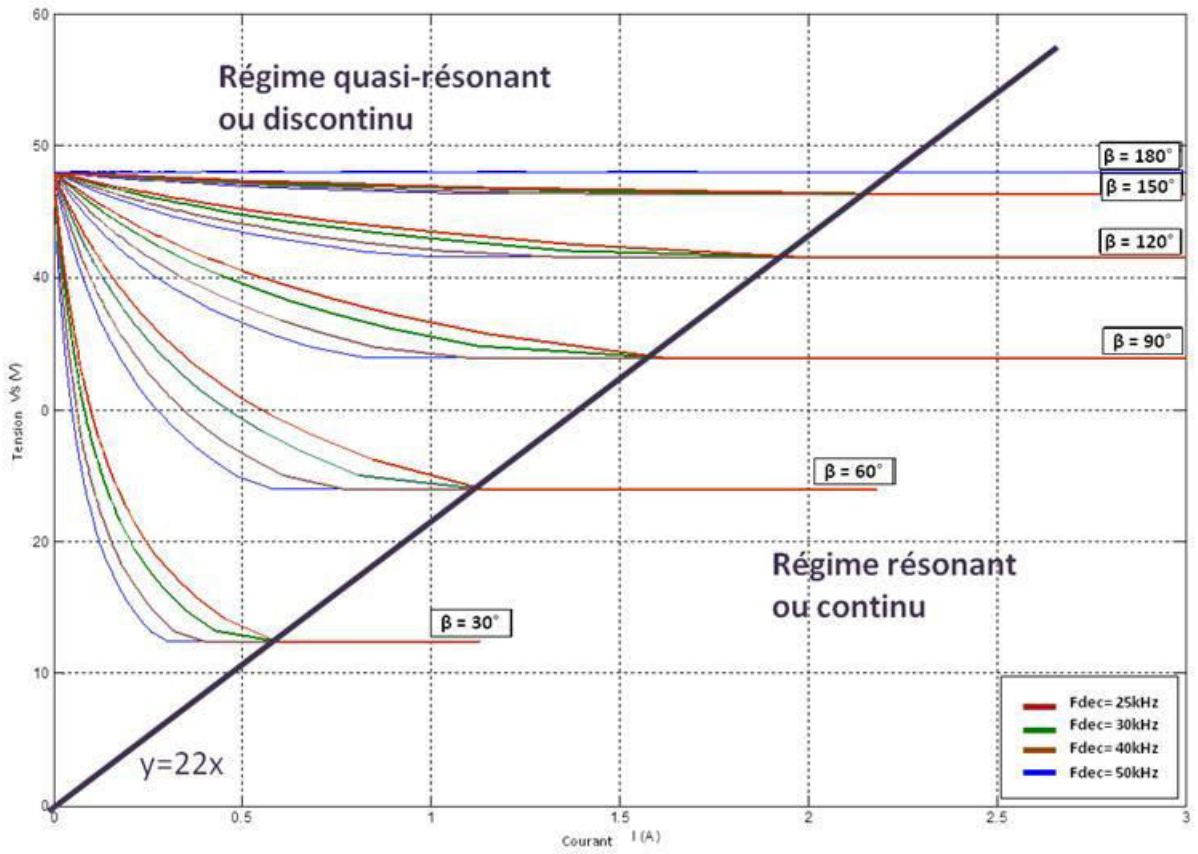


Figure 106: Variation des tensions et courant en fonction de la charge et de la fréquence de découpage

Nous pouvons observer à la Figure 106 que plus la fréquence est élevée et plus la résistance R_{lim} augmente. Cependant, les valeurs de R_{lim} observées pour toutes les fréquences testées et admissibles pour le dimensionnement du DGIT sont inférieures à celles correspondant à notre application. En effet, l'inductance équivalente du DGIT (L_{eq_DGIT}) est imposée par la structure du DGIT. Pour avoir une résonnance à 25 kHz (valeur optimale définie dans le chapitre II), nous avons calculé le condensateur C_{res} adapté à l'inductance L_{eq_DGIT}. Ces deux paramètres ne pouvant pas varier, cela signifie qu'il n'est pas possible d'agir sur les paramètres de dimensionnement pour atteindre un fonctionnement en mode continu dans notre application.

III. Modélisation du DGIT et de son système d'alimentation

Le DGIT est modélisé selon les principes exposés au paragraphe IV du Chapitre II.

1. Représentation du système complet

Après l'étude théorique simplifiée, nous pouvons maintenant aborder l'étude de la structure complète avec ses imperfections.

Le système complet d'alimentation des allumeurs des onduleurs de courant et onduleurs de tension pour un étage du convertisseur multi-niveaux est représenté à la Figure 107.

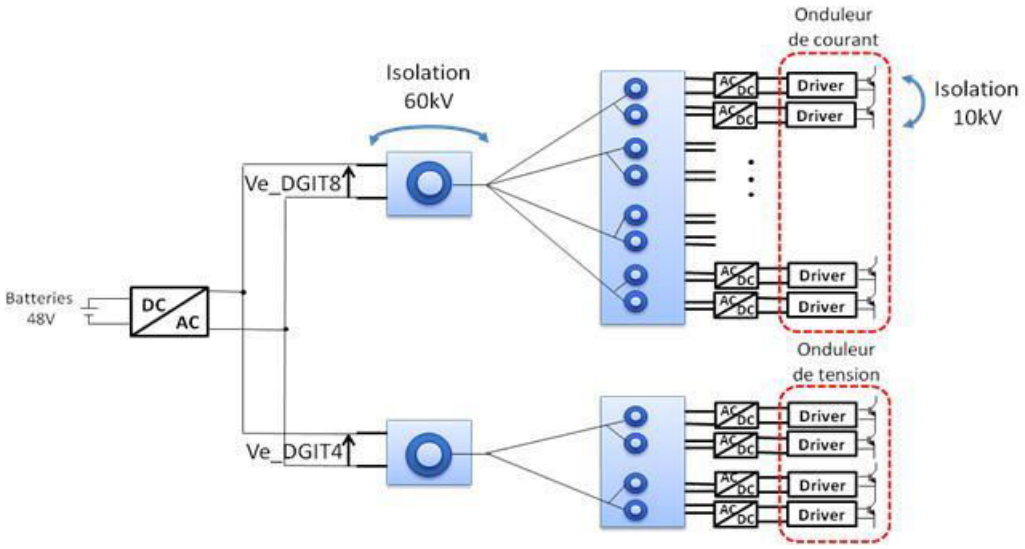


Figure 107: Disposition des DGIT pour un étage du convertisseur multi niveaux

Le DGIT4 (destiné à alimenter les driver de l'onduleur de tension) et le DGIT8 (destiné à alimenter les drivers de l'onduleur de courant) sont placés en parallèle au niveau du convertisseur DC/AC se trouvant en aval des batteries.

Le fil pilote entre les primaires et les secondaires des DGIT est placé en fonction des distances entre les semi-conducteurs de puissance et l'alimentation des drivers. Dans le système final, tous les fils pilotes auront une longueur différente selon l'éloignement des drivers par rapport à l'onduleur de tension. Dans cette étude nous avons fixé ces longueurs identiques pour les dérivations des fils secondaires destinés à l'alimentation d'un bras (voir Figure 108).

Par ailleurs, la tension à fournir sur la charge en sortie, ne doit pas être inférieure à 27 V sous peine de ne pas pouvoir démarrer les allumeurs des interrupteurs de puissance. Cette tension ne doit pas non plus excéder 35 V pour ne pas sur-contraindre les composants de la carte d'allumeur. Une simulation est donc nécessaire pour pouvoir vérifier et assurer une valeur correcte pour la tension de sortie de DGITs, en tenant compte de toutes les imperfections évoquées au Chapitre II.

Nous simulons les structures avec le logiciel PSIM. Les Figure 108 et Figure 109 présentent le dispositif simulé.

Dans le cas du DGIT8, la distance se trouvant entre le DGIT primaire et les DGIT secondaires varie ente 1 mètre et 2,5 mètres selon le positionnement des allumeurs des interrupteurs HT. Les interrupteurs têtes et les interrupteurs bêches ont un espacement fixe de 50 cm. A cet effet, nous avons relié en parallèle plusieurs groupe de deux DGIT secondaires afin de réduire la longueur totale des fils pilote (Figure 108). Toutes les variations de paramètres induits par ces dispositions sont prises en compte dans la simulation.

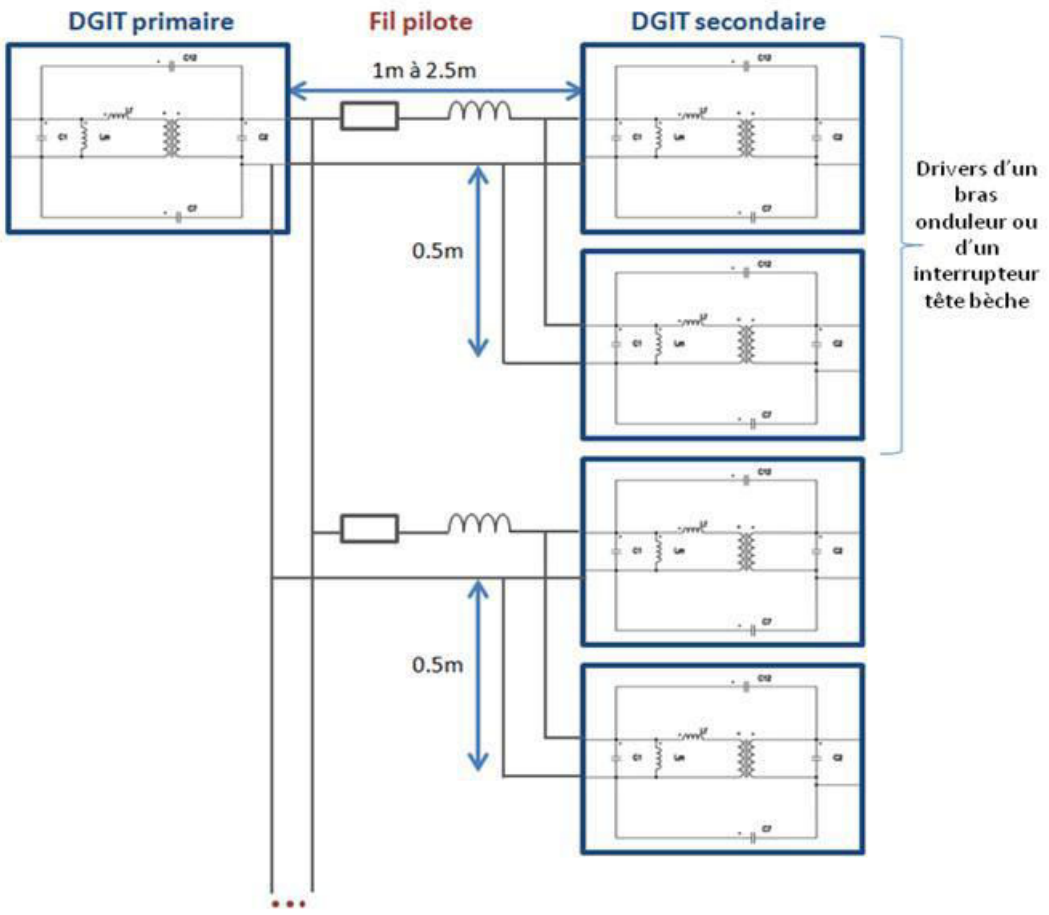


Figure 108: Schéma électrique d'un DGIT2 pour allumeurs des interrupteurs têtes et bêches de l'onduleur de courant

Le DGIT8 relié à l'onduleur de courant est composé de 4 DGIT2 placés en parallèle tels que représentés à la Figure 109. Nous retrouverons également la même organisation dans le cas du DGIT4 constitué de 2 DGIT2 placés en parallèle.

La valeur du condensateur de résonance est calculée en fonction de l'inductance équivalente totale du DGIT, qui est fonction du nombre de secondaires du DGIT et de la longueur du fil pilote (voir Équation 67 et Équation 68).

D'après le modèle équivalent du DGIT12 (DGIT8 et DGIT4 en parallèles), nous pouvons calculer le condensateur de résonance pour une fréquence de 25 kHz et une inductance équivalente de 30,7 µH correspondant à 12 secondaires et une longueur du fil pilote de 2m :

C_{res} = 1,32 µF (la fréquence de fonctionnement étant dans la gamme des moyennes fréquences et le niveau de tension étant de 53 V, le choix de la technologie du condensateur se porte sur le polypropylène, son avantage majeur réside dans sa robustesse aux vibrations et aux variations de température).

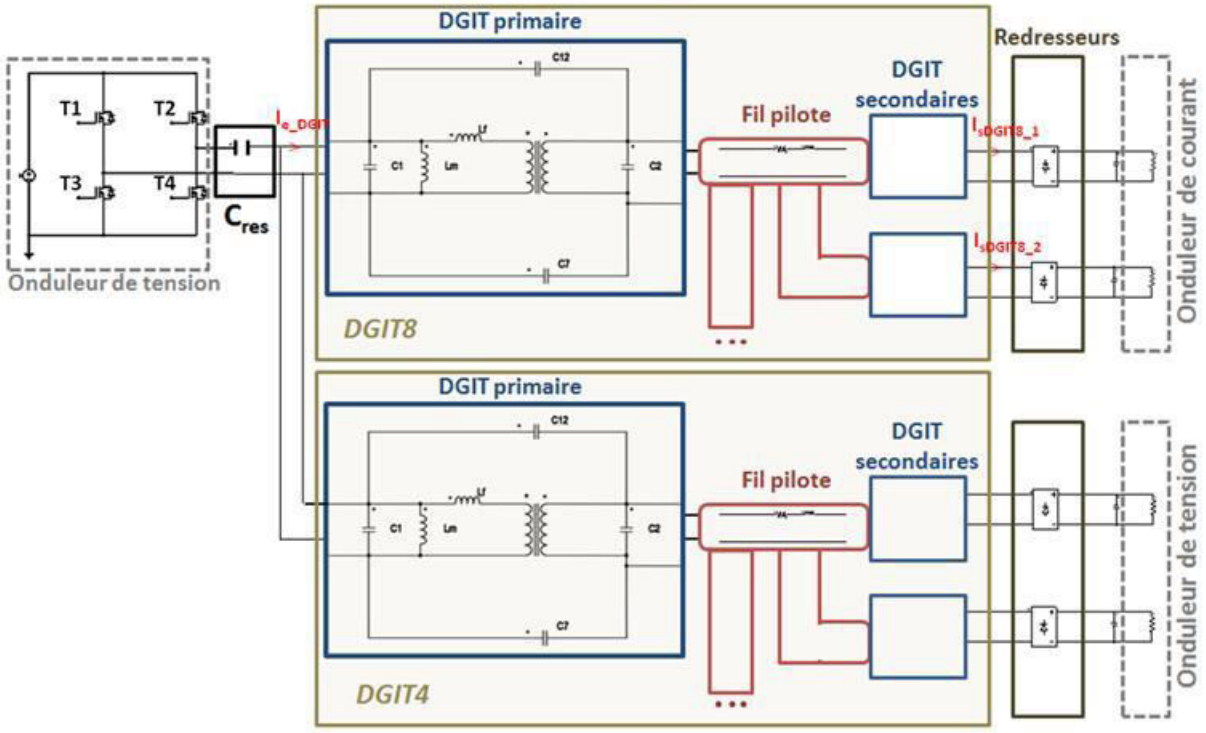


Figure 109: Représentation du schéma électrique réalisé avec PSIM pour l'alimentation des drivers d'un étage complet de conversion

La Figure 109 représente le schéma électrique équivalent développé sous PSIM pour l'alimentation des drivers d'un étage complet de conversion (onduleur de tension et onduleur de courant). Ce modèle est exploité au paragraphe suivant et comparé aux mesures faites pour les deux modes de fonctionnement possibles.

2. Résultats de simulation

A partir du modèle électrique, nous avons vérifié les deux modes de fonctionnement (voir schéma simplifié à la Figure 102).

Dans un premier temps, nous avons imposé une charge de 10 Ω pour chacune des branches du DGIT12, avec une tension d'entrée de 48 V, une tension de sortie de 30 V, une fréquence de 25 kHz et un angle de décalage entre les bras de l'onduleur de tension de 45°. D'après le modèle analytique de ces paramètres découlerait un mode de fonctionnement continu.

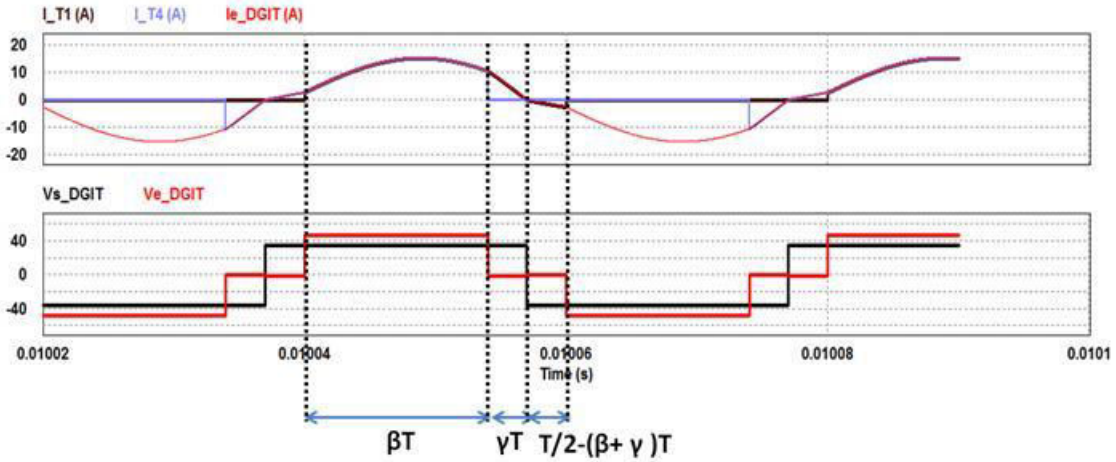


Figure 110: Formes d'onde du système composé de l'onduleur et du DGIT pour un régime continu

Nous pouvons observer à la Figure 110 que les paramètres imposés donnent bien un mode de fonctionnement continu. Ceci est observable à l'aide de la forme d'onde du courant d'entrée qui se rapproche d'une sinusoïde et qui ne marque pas de pallier à 0 A.

Dans un second temps, nous avons imposé une charge de 500 Ω pour chacune des branches du DGIT12, avec une tension d'entrée 48 V, une tension de sortie de 30 V, une fréquence de 25 kHz et un angle de décalage entre les bras de l'onduleur de tension de 38° (valeurs permettant de se situer dans le régime discontinu). Toujours d'après le modèle analytique, avec ces paramètres nous devons obtenir un mode de fonctionnement discontinu.

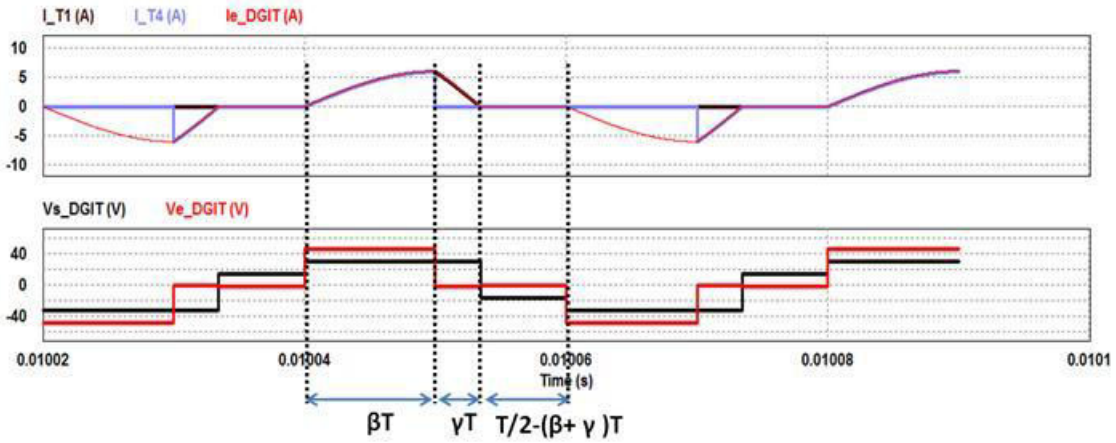


Figure 111: Formes d'onde du système composé de l'onduleur et du DGIT pour un régime discontinu

Nous pouvons observer à la Figure 111 que les paramètres imposés donnent bien un mode de fonctionnement discontinu.

Pour étudier en détail l'évolution de la tension de sortie, nous avons effectué une simulation pour DGIT1 (Figure 112) et un DGIT2 (Figure 113) avec les mêmes paramètres que précédemment (une charge de 500 Ω, une tension d'entrée 48 V, une tension de sortie de 30 V, une fréquence de 25 kHz et un angle β = 38°).

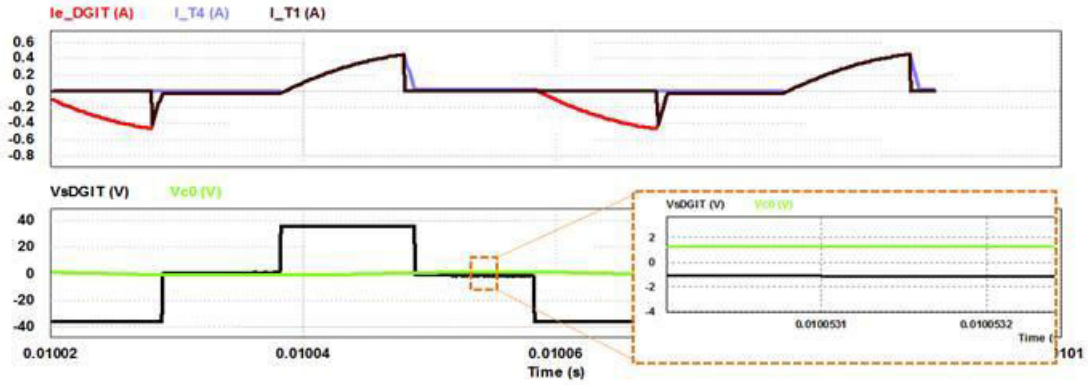


Figure 112: Formes d'onde du système composé de l'onduleur et d'un DGIT1 en régime discontinu

Nous pouvons voir que durant les phases où le courant d'entrée du DGIT est nul, la tension de sortie (V_{s_DGIT}) est égale à la tension aux bornes du condensateur de résonance (+/-V_{C0}). Nous pouvons également remarquer que le courant en entrée du DGIT s'annule pendant cette phase.

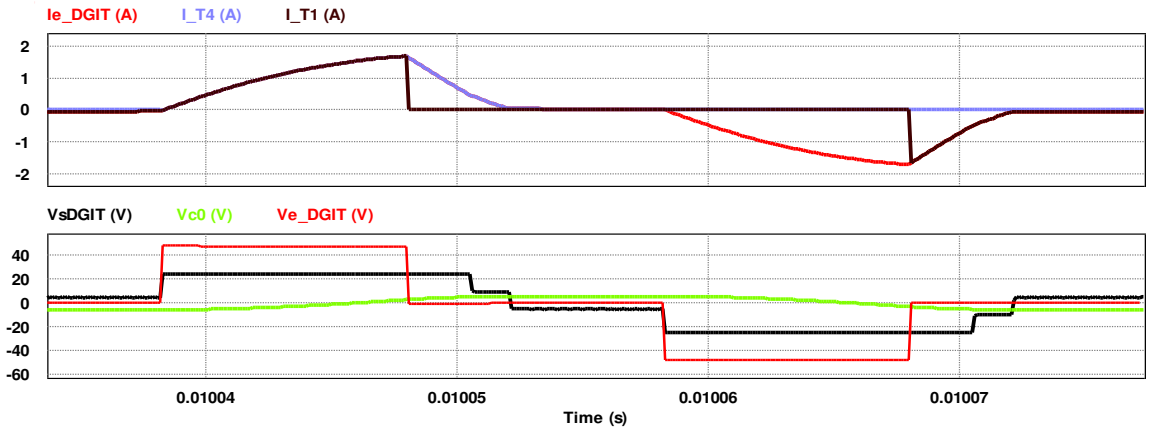


Figure 113: Formes d'onde du système composé de l'onduleur et d'un DGIT2 en régime discontinu

Sur la Figure 113, nous pouvons observer un second palier sur la forme d'onde de la tension de sortie du DGIT. Celui-ci est dû au décalage des courants de sortie entre le DGIT secondaire se trouvant à 1 m du DGIT primaire et celui se trouvant à 1,5 m du DGIT primaire

lié à l'ajout d'une inductance en série (inductance des 50 cm de fil pilote). Cette différence d'inductance par voie a pour conséquence de décaler temporellement le blocage des deux redresseurs, d'où ce palier intermédiaire.

Le choix du mode de fonctionnement s'est porté sur le mode de conduction discontinue. En effet, la valeur de la charge est largement supérieure à celle définissant la limite de continuité pour toutes les fréquences étudiées dans le paragraphe II (Figure 106). Ceci est également observé avec les mesures effectuées précédemment à la fréquence de 25 kHz, pour laquelle la limite de continuité correspond à une charge de 100 Ω à une tension d'entrée de 48 V et un décalage des bras de 60° (voir courbes de la Figure 106), ce qui représente une puissance consommée de 52 W (puissance maximale consommée par les driver des MOSFET SiC : 10 W) avec une réduction des pertes liées aux harmoniques (principalement de rang 3). La puissance de fonctionnement de notre application étant faible et la tension de sortie étant imposée à 30 V +/- 3 V, ceci mène à utiliser naturellement ce mode de fonctionnement.

IV. Modélisation de l'ensemble alimentation et DGIT

Nous avons réalisé la maquette du système correspondant à l'application souhaitée (voir Figure 109 et Figure 114). Ce support va nous permettre de valider le modèle électrique de l'ensemble des DGIT et onduleur de tension,

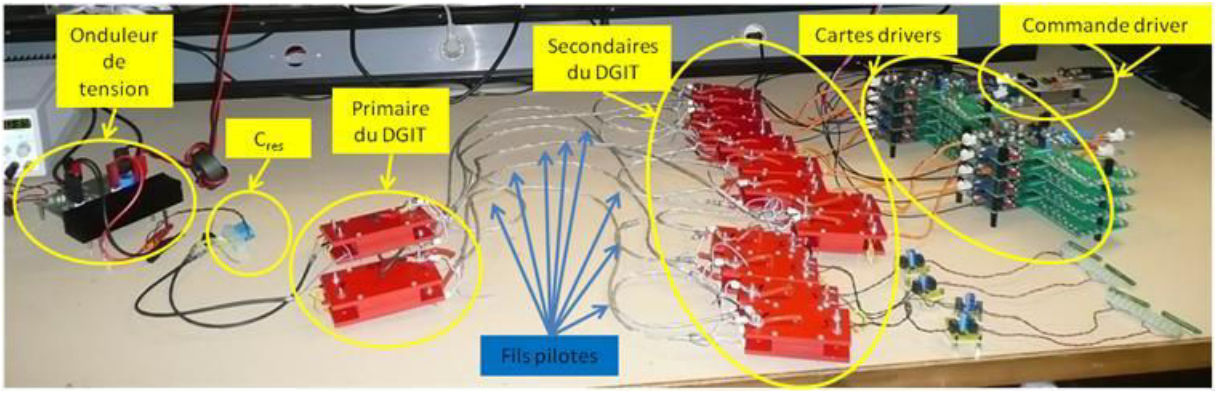


Figure 114: Maquette du dispositif d'alimentation et de la commande des allumeurs

Le prototype est composé des éléments suivants :

- Un onduleur de tension dont la tension d'entrée est de 48 V DC et la fréquence de découpage est de 25 kHz. L'angle de décalage entre les deux bras onduleurs est géré

par un comparateur qui crée le décalage en comparant une tension continue appliquée manuellement et une dent de scie. A terme, la commande sera numérisée, et le décalage sera directement fourni sous forme numérique.

- Un condensateur de résonance dont la valeur est de 1,32 µF pour une inductance équivalente de 30,7 µH (L_{eq} de l'ensemble du DGIT).
- Deux DGIT disposés en parallèle en sortie de l'onduleur. Un DGIT8 alimentant les 8 cartes driver développées par ALSTOM dans le cadre de ce projet. Un DGIT4 alimentant des résistances avec une puissance équivalente à celle des cartes. A terme ces résistances seront remplacées par des cartes driver.
- Un fil pilote séparant le primaire du DGIT des secondaires, d'une longueur de 1 mètre (50cm séparent les couples de secondaires mis en parallèles).
- Huit cartes driver chargées par des condensateurs simulant les grilles des MOSFET HT de puissance.
- Une commande basique transmise aux cartes driver par fibres optiques a été développée pour cet essai afin de vérifier le bon fonctionnement de l'ensemble. Cette commande permet d'imposer la fréquence de découpage prévue (entre 10 kHz et 20 kHz) et de crée un déphasage entre les interrupteurs têtes et les interrupteur bêches (50 Hz) du système à quatre quadrants.

La carte driver développée pour les MOSFET SiC HT a pour particularité de ne fonctionner qu'à partir de 12 V et avec une tension maximale de 33 V. L'alimentation que nous avons réalisée pour la carte driver doit donc fournir une puissance suffisante lors du transitoire marquant l'allumage de toutes les cartes drivers.
A l'aide de cette maquette nous avons pu obtenir les résultats présentés dans la suite de ce chapitre pour les deux régimes de fonctionnement traité analytiquement et par simulation dans les paragraphes précédents. Une validation des résultats a été réalisée pour un DGIT2 puis généralisée à un DGIT8.

1. Validation du régime résonant par la simulation circuit

La comparaison entre la simulation et la mesure des formes d'ondes en mode résonant a été réalisée pour une charge de 10 Ω, une tension d'entrée de 48 V, une fréquence d'alimentation de 25 kHz et un angle de décalage entre les deux bras d'onduleur de 80°. Ceci dans le but d'observer et de vérifier la simulation en limite de continuité pour un DGIT2.

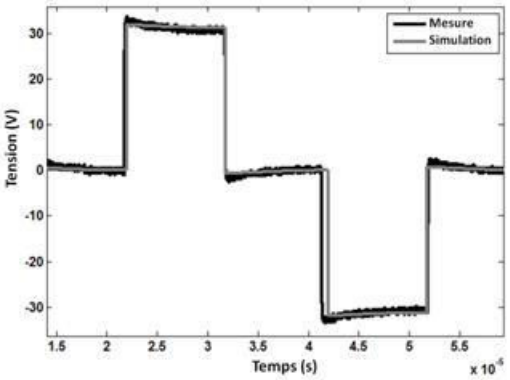


Figure 115: Tension d'entrée du DGIT en mode continu

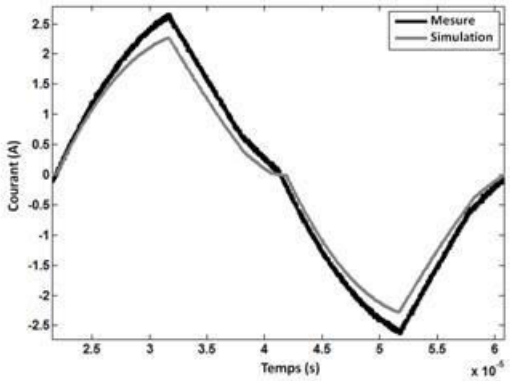


Figure 116: Courant d'entrée du DGIT en mode continu

Nous pouvons observer sur les Figure 115 et Figure 116 que les courbes de la tension et du courant d'entrée du DGIT simulé sont similaires à la mesure. Nous pouvons également valider le fonctionnement en limite de continuité grâce à la mesure et à la simulation du courant d'entrée de la Figure 116,

Comme nous l'avons vu au paragraphe précédent, les liaisons des DGITs secondaires peuvent présenter des longueurs différentes correspondant à des inductances par voie légèrement différentes. Ces écarts ont pour conséquence de modifier les signaux de tensions et courants de sortie, en créant un décalage entre les sorties des deux DGIT secondaires (voir Figure 117).

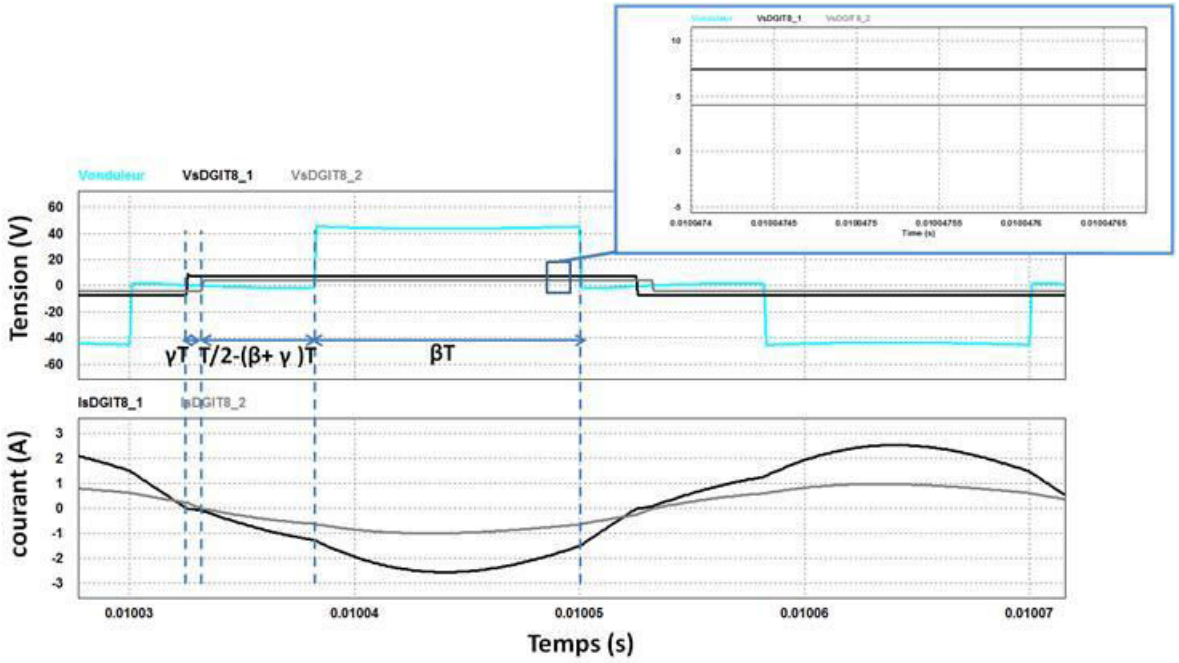


Figure 117: Tensions et courants simulés de sortie du DGIT8 en régime continue (charges à 5 Ω)

Un déphasage est observable entre les tensions et courants de sortie du DGIT8 pour un interrupteur tête bêche. Toutefois, ce déphasage n'influence pas la tension redressée car seules les valeurs maximales sont prises en compte lors du redressement du signal. Nous pouvons également remarquer la différence d'amplitude entre les deux courants représentés à la Figure 117. Cette différence est liée à la chute de tension qui intervient entre ces deux sorties du DGIT : le fil de 50 cm se trouvant entre les deux interrupteurs, ajoute une impédance qui augmente la chute de tension sur cette branche. Pour une même charge, en réduisant la tension, le courant s'en voit également réduit.

La chute de tension observée Figure 117 est liée à la résistance du fil pilote entre les sorties de ces deux DGITs secondaires. Nous retrouvons cette chute de tension dans les deux modes de fonctionnement (continue et discontinue). Celle-ci a bien entendue été prise en compte dans le dimensionnement de départ pour rester dans la fourchette de tension nécessaire au bon fonctionnement des allumeurs.

2. Validation du régime quasi-résonant (ou discontinu)

Le régime discontinu impose une annulation du courant tel que nous pouvons l'observer Figure 118. Celui-ci dépend de l'angle de retard entre les deux bras et de la charge placée en sortie du dispositif.

Pour cet essai, les résistances placées en sortie du modèle électrique du DGIT sont de 100 Ω et l'angle de décalage entre les bras est de 60°.

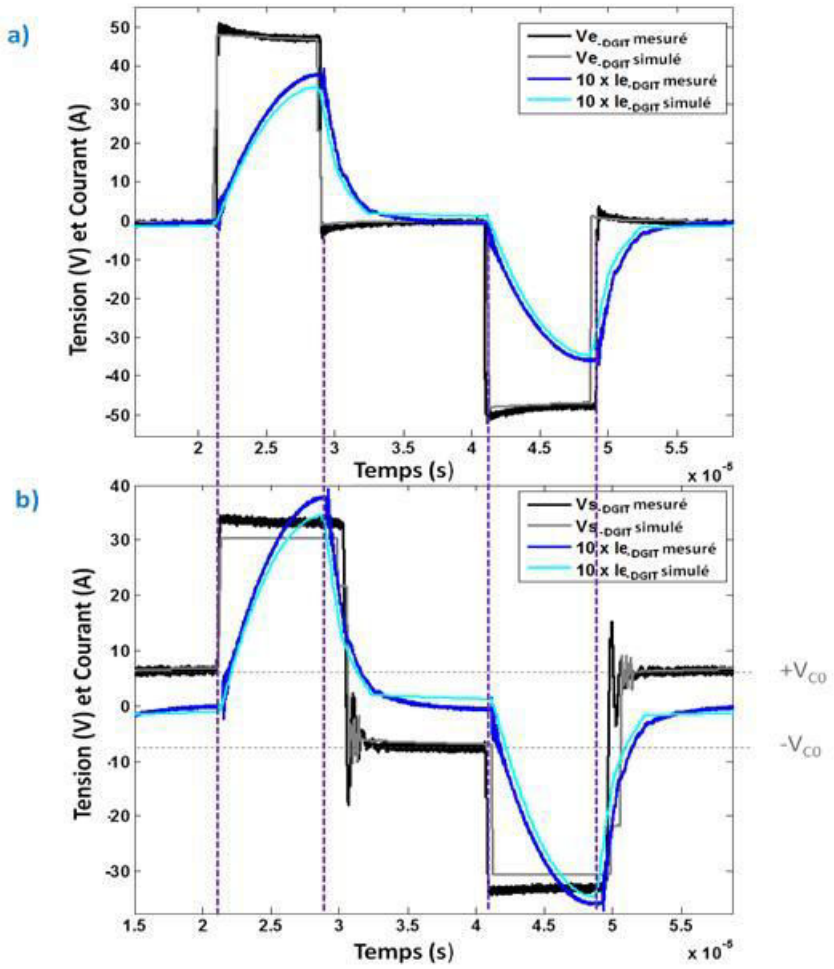


Figure 118: Tension d'entrée du DGIT en régime discontinu

Le courant d'entrée et la tension de sortie du DGIT, la différence d'amplitude entre la mesure et la simulation avoisine les 10 %, ce qui est acceptable pour la validation du modèle.
Nous retrouvons sur les résultats des mesures et simulations des tensions, les transitoires liés aux commutations des interrupteurs de l'alimentation du DGIT. La prédiction de ces régimes dus aux composantes parasites dans toute la chaine de conversion est également correcte.

3. Influence de l'imprégnation des transformateurs

Afin de répondre à la contrainte de la double tenue en tension, certain transformateurs ont été imprégnés pour une isolation diélectrique de 60 kV et d'autre pour 10 kV

Au Chapitre 2, il a été montré que l'imprégnation des transformateurs du DGIT influe sur les capacités parasites des transformateurs.

Afin de quantifier l'influence de ces changements sur les formes d'onde des tensions et courants du DGIT, une comparaison de simulations pour un DGIT imprégné et non imprégné, a été réalisée (Figure 119), puis les mesures correspondantes ont été effectuées (Figure 120).

La comparaison entre les simulations du DGIT imprégné / non imprégné a été réalisée pour un DGIT à 8 secondaires (DGIT8).

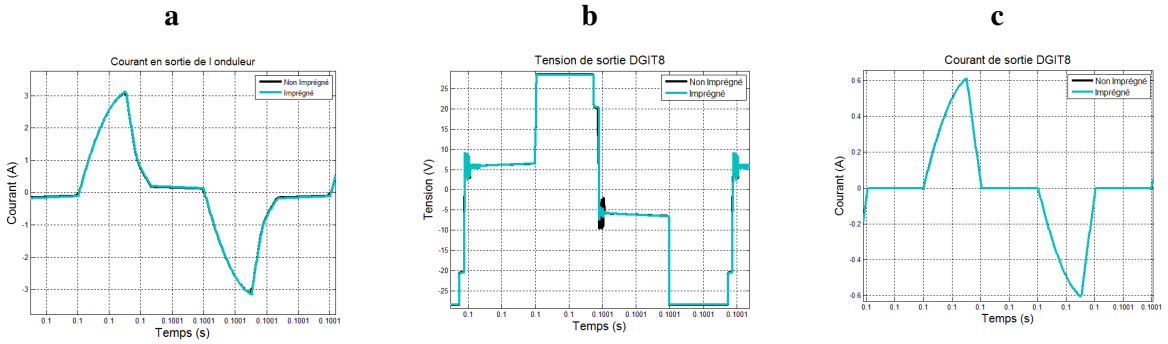


Figure 119: Comparaison des simulations de tension et courant d'un DGIT8 imprégné et non imprégné

Les simulations en sortie de l'onduleur (Figure 119-a) et en sortie du DGIT à l'échelle de la période de découpage (Figure 119-c) montrent que l'imprégnation n'agit pas sur les formes d'onde de la tension et du courant. Une légère augmentation du courant en sortie de l'onduleur est observée mais elle reste insignifiante pour le DGIT8.

La comparaison des mesures des transformateurs imprégnés / non imprégnés a été réalisée pour deux DGIT placés en parallèles, un DGIT4 et un DGIT8 (DGIT12), ce qui représente la configuration complète pour l'alimentation d'un niveau de conversion de puissance.

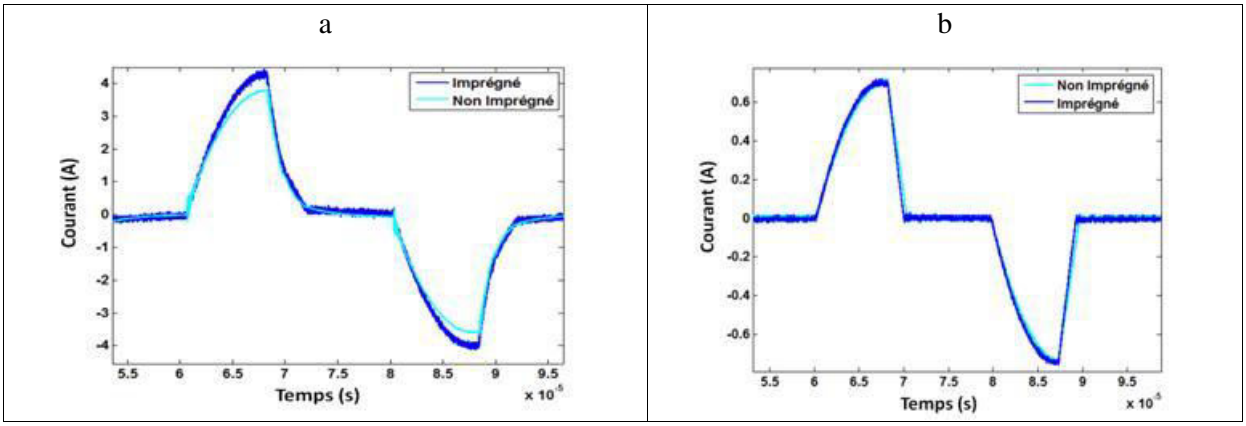


Figure 120: Comparaison des mesures des courants d'entrée (a) et de sortie (b) d'un DGIT12 imprégné et non imprégné

La comparaison des mesures réalisées pour un DGIT imprégné et non imprégné (Figure 120) montre que l'imprégnation n'agit pas sur les formes d'onde des courants. Une augmentation

du courant de 10% en sortie de l'onduleur est toutefois observée. L'analyse fréquentielle réalisée au Chapitre 2 a montré que seules les capacités parasites des transformateurs étaient influencées par l'imprégnation. Nous pouvons donc déduire que la différence de courant observée ci-dessus est principalement due à la résistance des connectiques qui diffèrent de celles utilisées pour les transformateurs non imprégnés.

Comme pour la comparaison des simulations des DGIT imprégnés / non imprégnés, la mesure du courant en sortie du DGIT montre que l'imprégnation n'agit pas sur les formes d'onde à l'échelle de la période. Par contre, l'observation de la tension de sortie du DGIT montre une différence entre les systèmes imprégnés et non imprégnés (voir Figure 121).

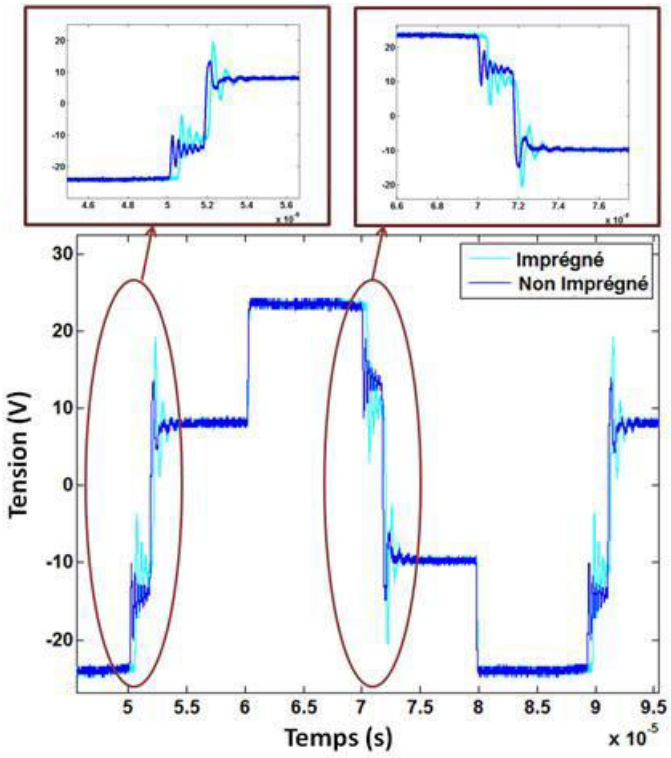


Figure 121: Comparaison des mesures de tension de sortie d'un DGIT4 imprégné et non imprégné

La mesure montre que l'imprégnation n'agit pas au niveau de son amplitude. Nous observons une diminution de la fréquence du transitoire et un décalage entre les signaux imprégné/ non imprégné lors des transitoires (Figure 121). Ceci est lié à l'augmentation des capacités parasites des transformateurs imprégnés. Cette différence n'a aucune influence sur la tension redressée fournie à l'entrée des drivers.

4. Bilan expérimental de puissance

Un bilan de puissance expérimental a été effectué pour l'alimentation de 12 allumeurs (DGIT4 en parallèle avec un DGIT8). N'ayant que 8 drivers à disposition, les mesures ont été réalisées avec un DGIT8 alimentant des drivers, et un DGIT4 alimentant des résistances consommant une puissance identique à celle consommée par les drivers dans le pire des cas.
Le déphasage β est de 60°, la tension d'alimentation de 48 V et la tension de sortie de 33 V. La longueur des fils pilotes entre le DGIT primaire et secondaire est de 2 m (1 m pour le sens aller du fil et 1 m pour le retour), entre les deux secondaires les plus proches : 1 m (2x50 cm).
Les rendements sont calculés relativement à trois points du circuit :

- Entre la puissance active mesurée en entrée du DGIT8 et de la somme des puissances actives consommées par les cartes driver,
- Entre la puissance active mesurée en entrée du DGIT4 et de la somme des puissances actives consommées par les charges équivalentes,
- Entre la puissance active mesurée en entrée et en sortie de l'onduleur de tension.

Nous avons placé des condensateurs de 15 nF pour simuler les capacités de grille des MOSFET de puissance.
Les mesures de puissance ont été réalisées sur des allumeurs à charge maximale, c'est-à-dire que les interrupteurs commutent à la fréquence maximale de 20 kHz (Figure 122).

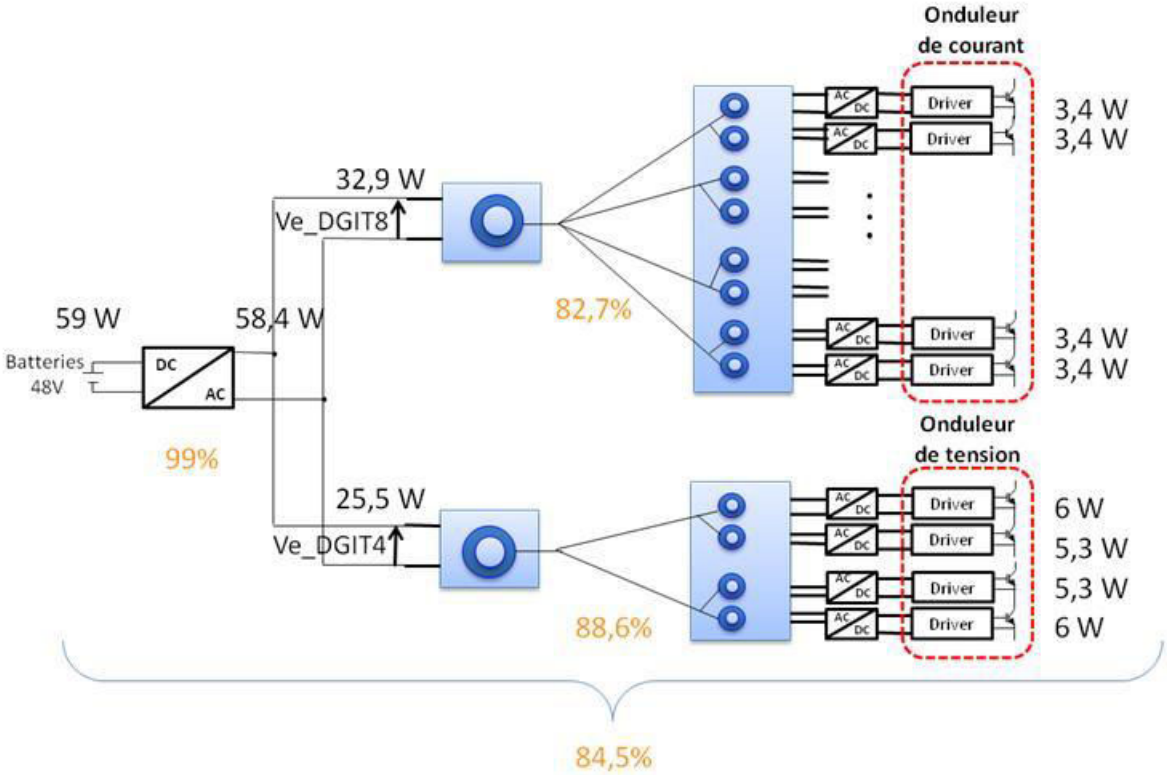


Figure 122: Bilan de puissance pour les drivers commutant à 20 kHz

Nous pouvons observer d'après les relevés de puissance portés sur le schéma de la Figure 122 que le rendement global pour les drivers à leur charge maximale est de 84,5 %. Ce rendement est plus faible que celui dimensionné à l'aide du programme d'optimisation (89,5 %), ceci est dû à :

- L'angle de décalage entre les bras qui était maximal pour le calcul d'optimisation,
- Les erreurs commises sur la détermination des pertes dans le DGIT.

Nous remarquons que plus court est le fil pilote et meilleur est le rendement (rendement du DGIT4 supérieur à celui du DGIT8). Les principales pertes se confirment bien être au niveau du fil pilote. Ceci signifie que le rendement global est très sensible à sa longueur ce qui exige de la fixer à la valeur juste nécessaire en positionnant l'alimentation des drivers au plus proche des convertisseurs haute tension, ceci pour chaque niveau de conversion.

V. Régulation à double isolation galvanique

Comme pour tout dispositif d'alimentation, il est nécessaire de réguler la tension de sortie. Toutefois, la double isolation galvanique THT implique que le captage des mesures (permettant la régulation de la tension de charge) conserve ce niveau d'isolation (voir Figure 123). Cette mesure peut ensuite être traitée par un régulateur qui agit directement sur l'angle de décalage β entre les deux bras de l'onduleur de tension.

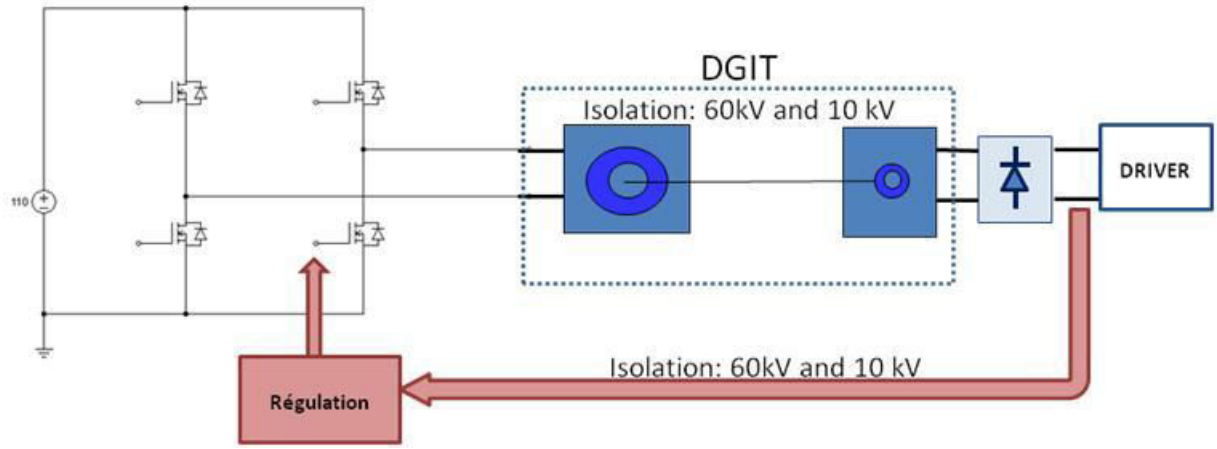


Figure 123 : Schéma de la régulation en tension des drivers

Afin de ne pas reproduire le système de DGIT à la fois pour l'alimentation et pour la mesure, le support de transmission d'énergie de l'alimentation peut être utilisé pour faire transiter les informations de mesure à une fréquence plus élevée que la fréquence de l'alimentation, ce qui revient à développer un système de transmission par courants porteurs.

1. Systèmes existants

La transmission par courant porteur en ligne (CPL) est principalement utilisée pour la transmission d'informations numériques. Elle permet de transmettre une information à haut ou bas débit sur un support électrique.
A l'origine ce mode de transmission a été développé pour les systèmes de protection et pour la télémesure [SUREK], [MAJUM]. Depuis 1950 le CPL sert à des transmissions unidirectionnelles à faible puissance et faible fréquence (10 Hz) pour l'éclairage public et les télécommandes de relais. Depuis les années 90, il est bidirectionnel et génère un nouvel engouement, mais cette fois ci pour la transmission à plus haute fréquence et à plus haut débit pour un transport de données numériques. Il est tout d'abord utilisé pour les télé-relevées (60-80Hz) et la domotique. La communication par courant porteur permet actuellement de transférer des données du type voix, image, etc…, par l'intermédiaire du réseau électrique (EDF).

Le principe de fonctionnement consiste à superposer à la tension réseau (généralement 50Hz), un signal à une fréquence très différente, de préférence plus élevée [TRAN]. Afin de minimiser les perturbations électriques sur ces données, des techniques de modulation/ démodulations sont utilisées, spécialement la technique « OFDM » (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et « spread spectrum » (modulation à étalement de spectre). Le standard IEEE 1901 définit un débit nominal de 500 Mbit/s, une portée de 1500 m, une bande de fréquence de l'ordre de 100 MHz et un débit maximum de l'ordre de 200 Mbit/s [CPLFR].
Les réseaux support sont séparés en deux types : Indoor (pour les architectures intérieures, homeplug) et outdoor (pour les architectures extérieures). Pour les architectures indoor, le débit des informations transmises peut aller jusqu'à 3Gbit/s grâce au modem « CG5110 chipset » développé par SIGMA DESIGNS [SIGMA] pour l'utilisation de « Triple Play » (système commercial permettant de fournir internet, le téléphone et la télévision à l'aide d'un même lien CPL) et pour la télévision IP (IPTV, système permettant de transmettre la télévision et des vidéos à la demande par un lien internet).

Le CPL présente le grand avantage d'utiliser un réseau déjà existant pour l'alimentation électrique comme support de transmission de données. Cette technique présente toutefois quelques désavantages, dont l'atténuation du signal due aux pertes existantes dans un câble de

cuivre et aux effets de peau apparaissant en haute fréquence (le câble existant n'est généralement pas dimensionné pour une utilisation haute fréquence). Une étude précise du canal de transmission est impérative afin de prévoir une amplification adéquate. Ce système peut aussi générer un rayonnement électromagnétique.

Plusieurs études ont étés menées sur l'utilisation industrielle du CPL [SAGGI-06], [SAGGI-08], [MANNAH-09], [MANNAH-11], [JIAND], [KONAT], [AHOLA], [KOSON-08], [KOSON-10]. Tous ces concepts utilisent la modulation OFDM après avoir réalisé la mesure au niveau de la charge (pouvant être un moteur électrique dans certain cas). L'information est donc numérisée puis envoyée sur le support électrique véhiculant la puissance. Ce signal est ensuite amplifié et démodulé pour enfin obtenir l'information (analogique ou numérique) nécessaire à la régulation agissant sur le convertisseur alimentant la charge. La technique de codage/ décodage permet, en rajoutant des bits de sécurité, de vérifier l'exactitude du signal réceptionné. Elle tolère donc de ne pas tenir compte des bruits pouvant être propagés dans le canal de transmission. Ceci est un avantage pour l'envoi d'informations sur une longue distance. Dans l'application liée aux drivers haute tension, la distance est faible (un maximum de 3 mètres). Dans l'étude qui suit, toutes ces précautions ne sont pas considérées car la priorité a été donnée à l'étude du canal de propagation des informations de mesure et au type de liaison CPL possible, avant de passer à l'envoi d'un signal numérique.
Le signal de mesure transmis est donc de type analogique pour les essais et simulations réalisés dans la suite de ce chapitre. Nous avons choisi d'utiliser le transformateur à double isolation galvanique (DGIT) comme support de transfert de puissance et de mesure.

2. Modélisation du système type CPL

Afin de modéliser le système CPL, il faut tout d'abord étudier avec précision le support électrique prévu pour la transmission des informations. L'étude de ce support permet également de définir la fréquence de modulation la plus adéquate pour véhiculer le second signal. Dans cette application, le signal transmis par CPL est une mesure de tension réalisée au niveau de la charge.
Dans un premier temps, nous avons songé à ajouter un bobinage secondaire à chaque DGIT pour constituer le CPL. Ce principe a été développé afin de permettre le transfert des données en utilisant le fil pilote existant. Les données transmises peuvent être de différents types mais

restent des informations à dynamiques lentes (tension, température, etc…) par rapport à la fréquence de découpage.

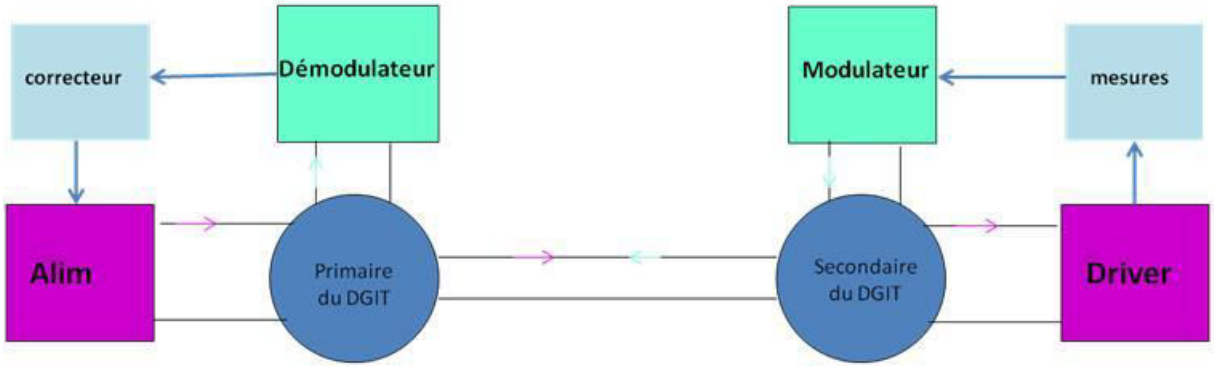


Figure 124 : Représentation du CPL idéal

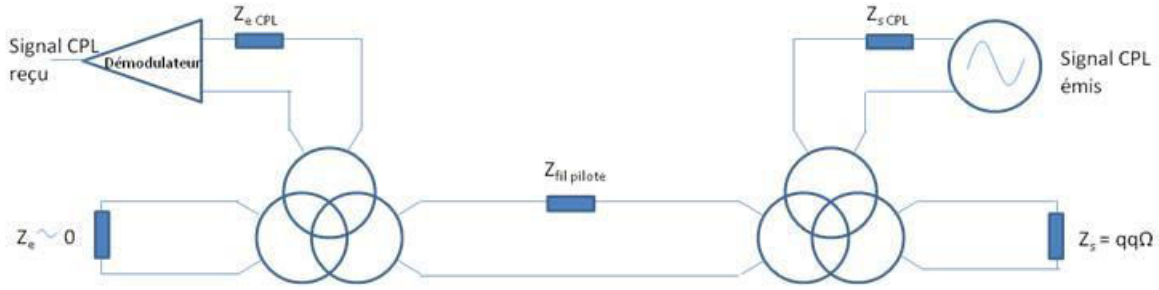


Figure 125 : Schéma électrique du CPL idéal

Les essais de mise en œuvre de cette solution ont confirmé son infaisabilité due au fait que les impédances vues par les enroulements CPL sont très faibles devant l'impédance interne du circuit d'interface, ce qui conduit à une très forte atténuation du signal transmis comme schématisé aux Figure 124 et Figure 125. Ainsi malgré une amplification, le signal reçu est très bruité et difficile à traiter.

Une autre solution consiste à transmettre le signal de mesure via des tores insérés sur le fil pilote comme représenté sur le schéma Figure 126. Ainsi les impédances sont vues en série et non plus en parallèle.

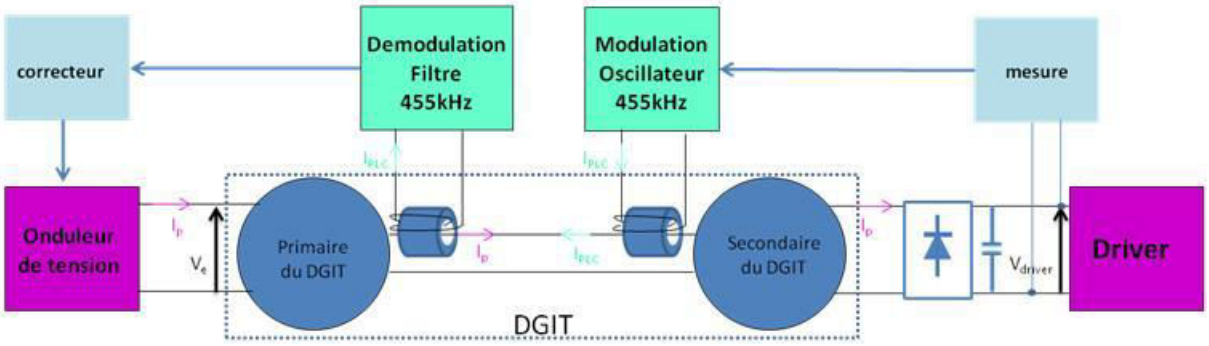


Figure 126 : Représentation du CPL réalisé sur support existant

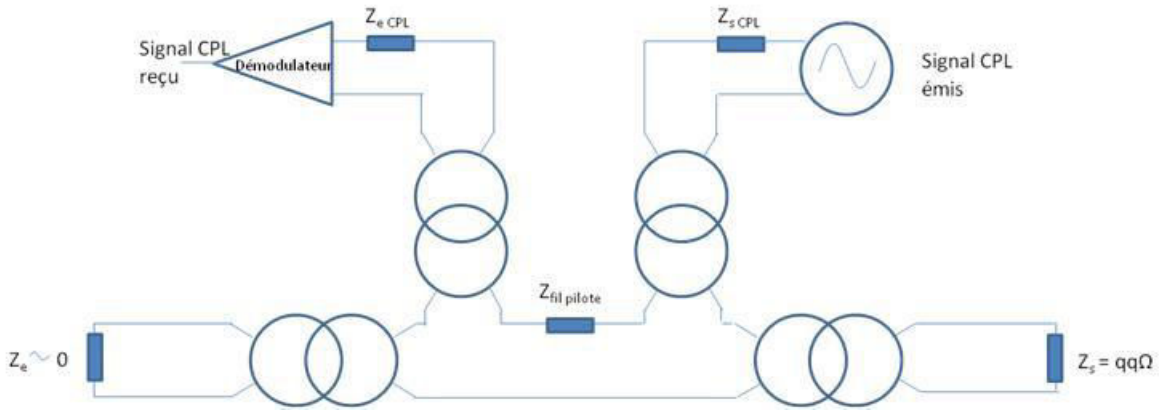


Figure 127 : Schéma électrique du CPL réalisé sur support existant

Les Figure 126 et Figure 127 montre l'implantation du dispositif CPL dans le DGIT. Dans l'étude fréquentielle du DGIT (voir chapitre II), nous avons pu observer que l'atténuation de la fonction de transfert en tension apparaît vers 100 kHz. Ainsi, il est préférable d'injecter un signal CPL à faible fréquence, d'où le choix d'utiliser la fréquence de 455 kHz. Cette fréquence a été choisie en fonction des technologies existantes. En effet, il existe des filtres céramiques, ayant une grande sélectivité et une atténuation propre quasiment nulle, en particulier pour 2 fréquences : 455 kHz et 1,7 MHz [CERAFIL]. Nous avons donc choisi la plus faible. Cette technologie pouvant aussi être utilisée pour réaliser l'oscillation, il a donc été choisi de réaliser un oscillateur céramique qui permet un parfait accord avec le filtrage en sortie du CPL.

Le filtre céramique utilisé à la propriété d'être un filtre passe bande à 455kHz. En effectuant la mesure de ce filtre à l'analyseur d'impédance nous pouvons observer qu'il est également passe bande pour certaines autres fréquences (Figure 128).

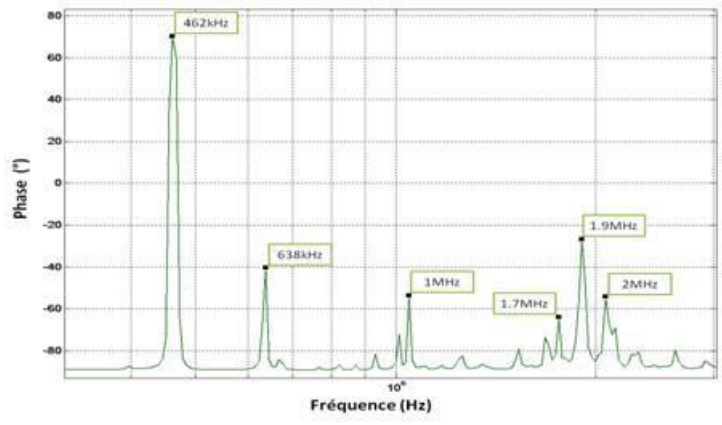


Figure 128 : Mesure de la phase du système CPL

Pour vérifier l'atténuation du signal CPL à ces différentes fréquences, des mesures de tension en entrée et en sortie du système CPL ont été effectuées dans les mêmes conditions que précédemment et avec une adaptation pour obtenir un gain unitaire en sortie à la fréquence de 455 kHz (Figure 129).

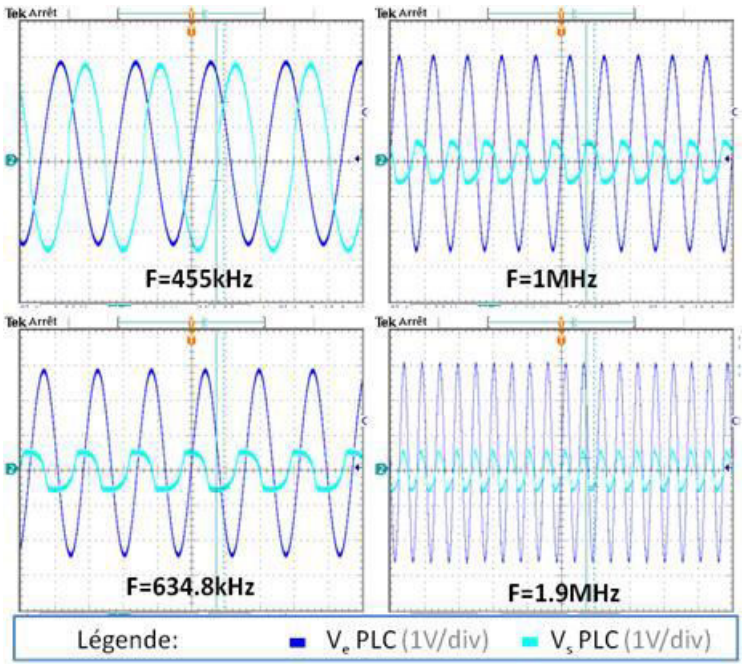


Figure 129 : Mesure des tensions en entrée et en sortie du système CPL à différentes fréquences

Nous pouvons observer grâce aux mesures de tension émises et réceptionnées par le système CPL, à différentes fréquences, que le signal est correctement transmis pour la fréquence de 455 kHz avec un signal réceptionné similaire à celui transmis. Pour les trois autres fréquences mesurées, une atténuation non négligeable existe.

La structure du CPL est présentée à la Figure 130. Pour transmettre le signal via le support CPL, la mesure de tension V_{driver} (tension continue), réalisée en entrée du driver des semi-conducteurs haute tension, est modulée à la fréquence de 455 kHz à l'aide d'un oscillateur céramique. Nous avons voulu essentiellement tester la faisabilité de la technique CPL dans cette alimentation à DGIT. Ainsi, nous avons choisi une technique de modulation très simple (AM : modulation d'amplitude) compte tenu d'une seule grandeur à transmettre avec un débit faible.

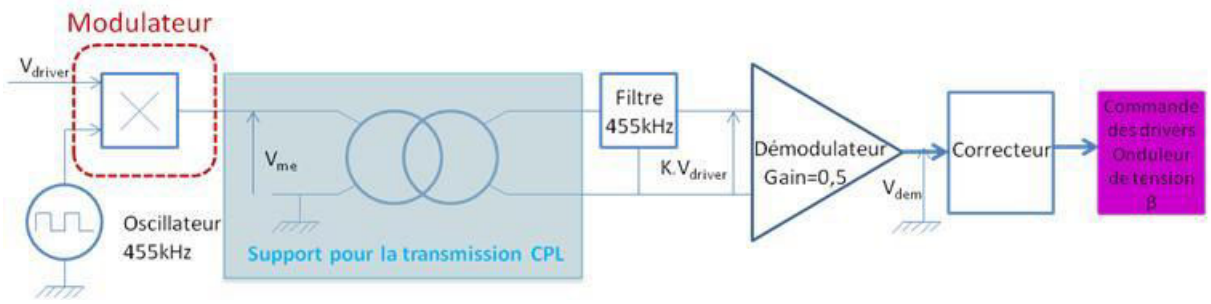


Figure 130 : Représentation du modulateur et démodulateur du CPL

En sortie du filtre céramique 455 kHz, l'atténuation du signal d'un facteur K doit être compensée avant le redresseur (Figure 130). Ensuite, le signal démodulé peut directement être utilisé pour la régulation. En supposant que le correcteur soit numérique, généralement la tension des entrées analogiques d'un micro-contrôleur est de 5 V. La variation de la tension V_{driver} pouvant atteindre 6 V, nous avons donc prévu de démoduler le signal transmis par le CPL avec un gain de 0,5.

Une mesure de la tension modulée en entrée et en sortie du CPL a été réalisée pour vérifier le bon fonctionnement de ce dispositif. Celle-ci a été réalisée sans les convertisseurs statiques et avec une charge de 50 Ω en sortie du CPL. La tension V_{driver} est fournie par une source de tension continue (Figure 130).

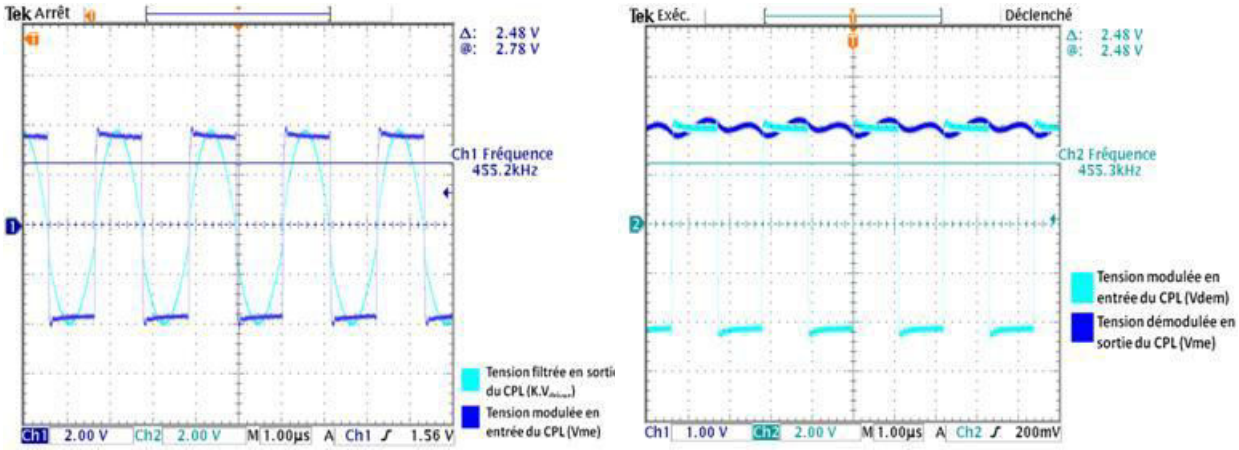


Figure 131 : Mesure des tensions en entrée et en sortie du système CPL à 455 kHz

Les résultats de mesure de la Figure 131 montrent que le signal transmis via le lien CPL est réceptionné et démodulé avec les amplitudes prévues (démodulation dans laquelle nous trouvons l'adaptation du gain 0,5). Il est donc possible d'utiliser ce signal avec un comparateur pour réaliser une régulation en tension avec un taux d'erreur de l'ordre +/- 10 % (tel qu'il a été spécifié dans le cahier des charges).

3. Résultats

1. Association de l'onduleur et du CPL

Au chapitre précédent, le schéma électrique du DGIT ayant été établi, nous avons ajouté le schéma électrique du CPL (Figure 132).

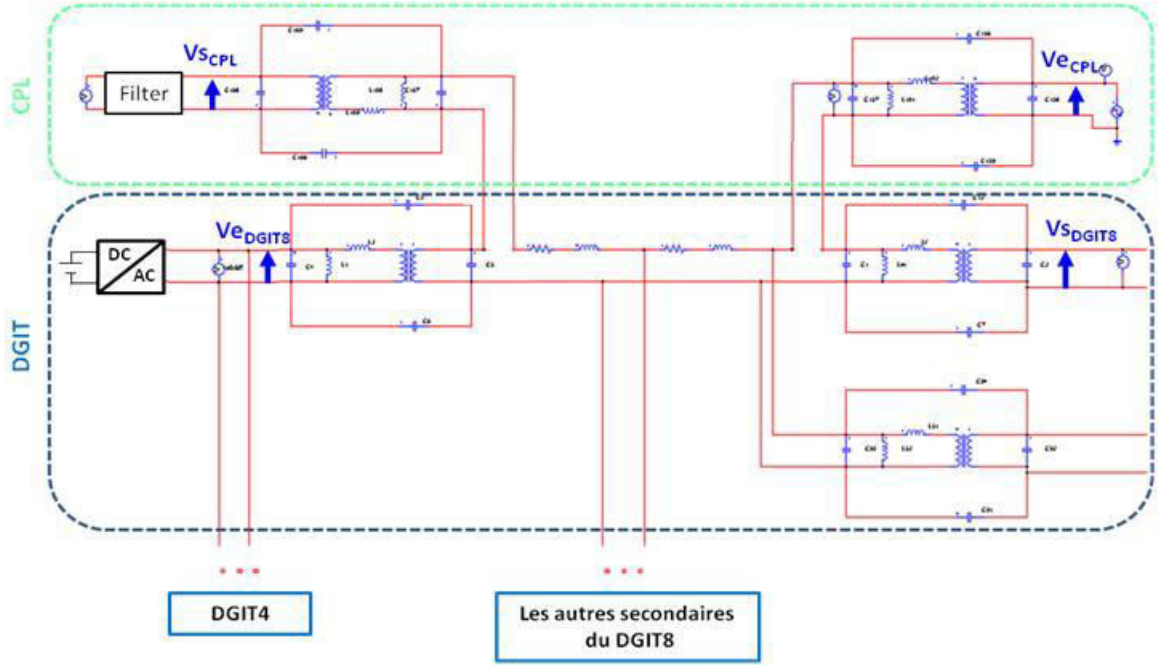


Figure 132 : Schéma électrique du CPL et de son support de transmission

Dans la partie expérimentale, un CPL a été ajouté à un DGIT8 et aucun au DGIT4, ceci afin d'observer la répercussion du CPL sur la totalité du système d'alimentation.

Le comportement de la puissance et du CPL ont été simulés et vérifiés à l'aide de mesures. Nous présentons aux Figure 133 et Figure 134, la tension d'entrée du DGIT8 sans et avec CPL (comparaison simulation/mesure).

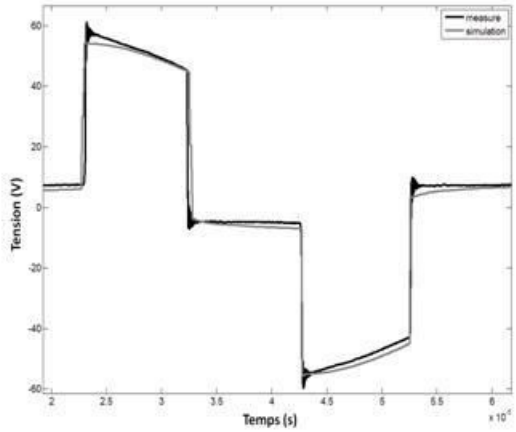


Figure 133 : Tension d'entrée du DGIT8

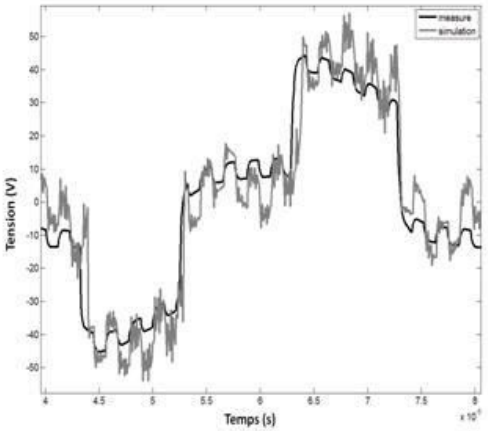


Figure 134 : Tension de sortie de la branche du DGIT8 sur laquelle se trouve le CPL

Nous pouvons noter que les simulations et mesures sont globalement en bonne concordance. Nous pouvons observer sur la tension de sortie du DGIT8 (Figure 134) une fluctuation à 455 kHz liée au signal injecté dans le fil pilote de cette branche. Il n'y a pas de répercussion significative sur la tension redressée grâce au condensateur de sortie de forte valeur.
Il est à noter que la mise en série des liens pour le système CPL ajoute une inductance en série avec l'inductance du fil pilote. De ce fait, une légère chute de tension supplémentaire d'environ 10 % a été observée en sortie du DGIT. Celle-ci doit être prise en compte dans la conception DGIT8 si le CPL est intégré à la construction.

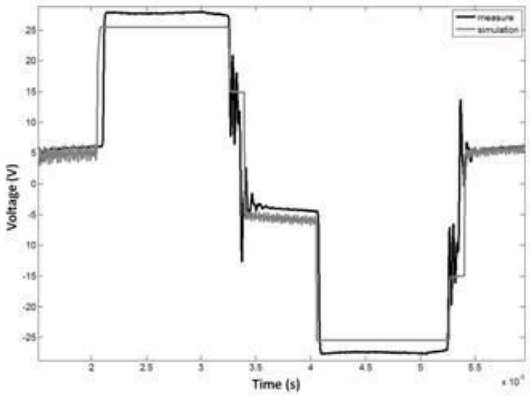


Figure 135 : Tension de sortie du DGIT4

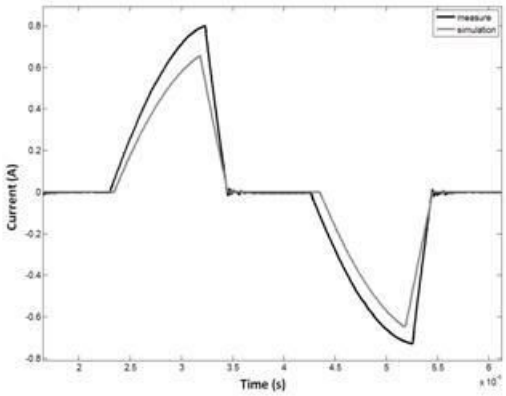


Figure 136 : Courant de sortie du DGIT4

Dans le DGIT4, il n'y a pas d'influence du signal CPL (Figure 135 et Figure 136). Nous observons ce résultat pour toutes les sorties du DGIT8 dont le fil pilote ne sert pas de canal de transmission au CPL.
Grace à ces mesures, nous pouvons constater que la liaison CPL n'agit que sur le DGIT secondaire sur lequel se fait la transmission de l'information de mesure qu'il suffit d'adapter en tenant compte de la chute de tension dans le fil pilote. Cette tension de sortie n'a aucunement besoin de filtrage car elle est redressée avant d'être transmise à l'entrée du driver.

Malgré des propriétés intéressantes, l'usage d'un CPL dans cette application est contraignant du point de vue volume et poids. En effet l'ajout des circuits magnétiques permettant la liaison inductive reste volumineux à cause de l'isolation à 60 kV à assurer pour les coupleurs CPL. Nous n'avons donc finalement pas développé cette solution ; nous nous sommes orientés vers une autre solution développée ci-après qui permet de conserver une bonne compacité du système.

2. Solution finale pour la régulation

La double isolation galvanique ne permettant pas de faire facilement une mesure au niveau de la charge en conservant un haut niveau d'isolement et le système CPL étant désavantageux du point de vue volume, il a été choisi de séparer la régulation en entrée et en sortie : une autre solution a été développée (Figure 137).

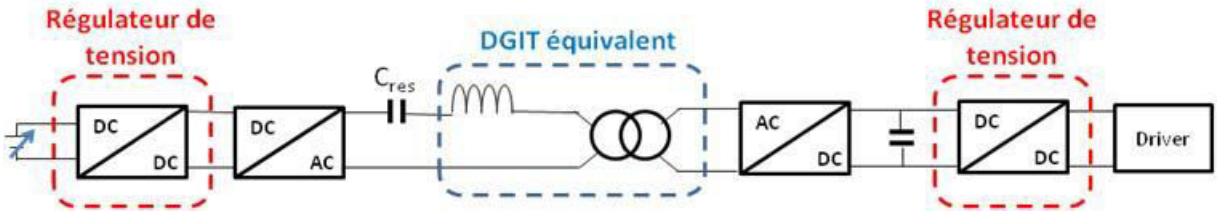


Figure 137: Schéma simplifié du dispositif d'alimentation des allumeurs

Pour réguler la tension fournie au driver, il a été choisi de placer deux convertisseurs BUCK à deux endroits stratégiques du circuit :

- Une régulation à l'entrée de l'onduleur de tension stabilise la tension du bus DC à 48 V avec une mesure réalisée directement en sortie du régulateur,
- Un post-régulateur DC-DC en sortie stabilise la tension fournie à l'allumeur à 30 V DC, avec une mesure réalisée directement en entrée du régulateur.

Le premier régulateur sert à palier aux variations de tension subies en entrée et le deuxième régulateur à réaliser un contrôle au plus proche de la charge.

Cette configuration fait donc travailler la structure DC/AC/DC en boucle ouverte : on impose un décalage β fixe entre les bras de l'onduleur de tension. La valeur choisie de β permet de réduire les harmoniques les plus élevées tout en assurant une marge de sécurité de tension suffisante pour assurer un bon fonctionnement du post-régulateur. Dans notre cas, ce sont les harmoniques 3, qui sont directement liées aux ouvertures et fermetures des interrupteurs du redresseur. Pour les supprimer, il suffit donc d'imposer un angle de décalage de 60°.
La post-régulation fixe la tension de sortie à 30 V, ce qui impose une tension à son entrée qui ne doit pas être inférieure à 30 V ; le dimensionnement du DGIT a été réalisé à cet effet pour la valeur maximale de tension préconisée par le cahier des charges (tension de sortie du DGIT : 33 V).

Grace à cette séparation en deux régulateurs, la tenue diélectrique du système complet n'est donc pas altérée. Par ailleurs, cette solution modifie peu le volume du système et impacte

faiblement le rendement. Les convertisseurs DC/DC d'entrée et de sortie étant non isolés, ils ont donc un rendement très élevé.

VI. Modélisation et validation du comportement électrique face à une perturbation de mode commun

La disposition des convertisseurs HT en multi-niveaux série contraint les interrupteurs HT les plus éloignés de la masse à subir la tension caténaire (25 kV avec des transitoires pouvant atteindre 60 kV). Dans ce cas, la tension de grille voit à ses bornes un fort dV/dt qui peut occasionner le disfonctionnement des dispositifs électriques positionnés en amont. La source d'alimentation étant reliée à la masse de l'allumeur, il est donc nécessaire de développer un modèle de mode commun de l'alimentation des drivers afin de prévoir la réaction de ce circuit face à cette forte perturbation, ceci afin de vérifier la susceptibilité du système face à de fort dV/dt et à la propagation des courants de mode commun.

Les transistors MOSFET SiC n'étant pas en notre disposition, nous avons placé un condensateur (C_{mos}) en sortie de la carte driver afin de représenter sa capacité grille source (150 nF), ceci à la fois pour le modèle et pour la maquette d'essais.

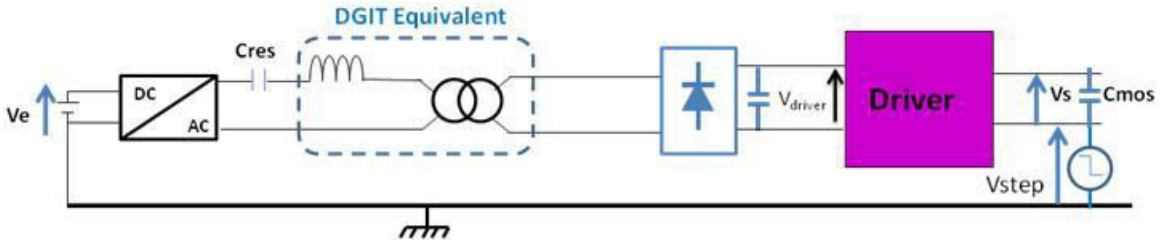


Figure 138: Méthode de mesure du courant de mode commun

Pour générer la perturbation, nous avons utilisé un générateur d'impulsion de signal carré V_{step} (voir Figure 138) avec une fréquence fixe de 50 kHz et trois valeurs de tension possibles : 100 V, 200V et 300 V. Le front descendant de ce signal étant très raide, il génère un fort dV/dt (compris entre 10 et 50 kV/µs). La forme du signal fourni par ce générateur est représentée à la Figure 139.

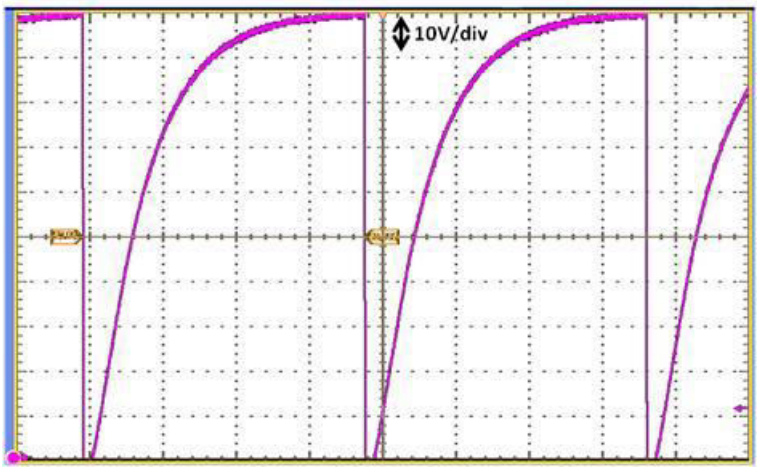


Figure 139: Signal fournie par le générateur d'impulsion pour une tension de 100 V

Nous avons utilisé ce générateur avec une amplitude variant de 0 V à 200 V et un dV/dt de 25 kV/µs lors du front descendant.

Dans un premier temps, une comparaison entre la simulation et la mesure a été effectuée sur le système complet avec V_e =0 V puis avec V_e = 48 V.

1. Perturbation du DGIT dans le système complet non alimenté

Le modèle de mode commun étudié au chapitre 2 a été inséré dans le modèle électrique du système complet (modèle de mode différentiel) tel que nous pouvons le voir à la Figure 140.

Afin de comparer la simulation et la mesure du DGIT et de son alimentation en mode commun, un modèle électrique équivalent a été développé à l'aide du logiciel PSIM. Le modèle du DGIT en mode commun est représenté à la Figure 140.

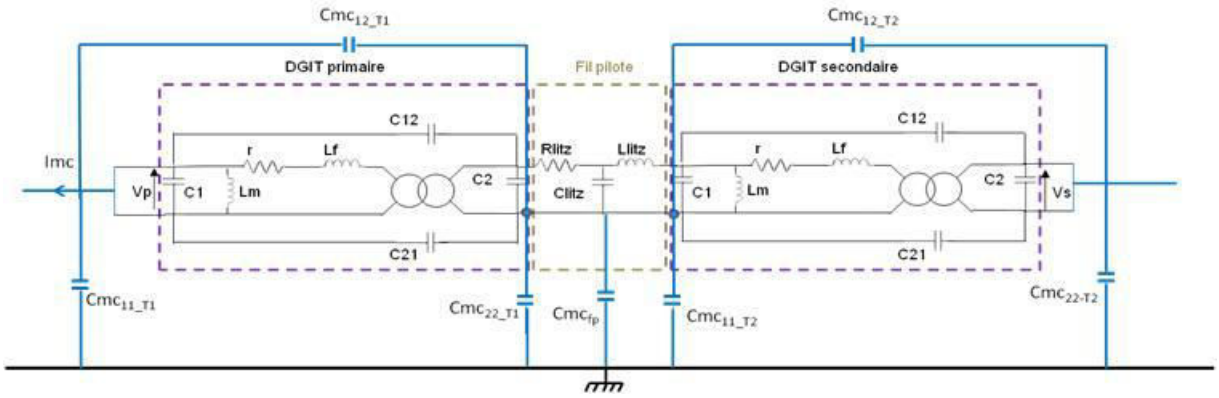


Figure 140: Modèle équivalent du DGIT en mode commun

Les paramètres du schéma équivalent du DGIT en mode commun, sont extraits à l'aide des mesures réalisées au Chapitre 2. Ces valeurs sont répertoriées au Tableau 16.

Tableau 16: Valeurs des éléments du schéma équivalent des transformateurs en mode commun

	Cmc_{11}	Cmc_{22}	Cmc_{12}
DGIT Primaire T1	16,7 pF	12,6 pF	14,4 pF
DGIT Secondaire T2	7,2 pF	10,2 pF	8,5 pF

Cmc_{fp} = 24,2 pF pour un fil pilote de 2 m.

Les autres paramètres du schéma électrique équivalent représenté à la Figure 140, sont les mêmes que ceux présentés au Chapitre 2 pour le modèle équivalent en mode différentiel. Pour cet essais les transformateurs du DGIT sont directement posés sur le plan de masse.

Afin d'effectuer la mesure du courant en entrée de l'onduleur (I_e), nous avons placé à l'entrée deux condensateurs C_0 de valeurs identiques (1 µF) de façon symétrique pour fixer le chemin de propagation des courants de mode commun (voir Figure 141).

Le modèle en mode commun de l'onduleur est simplifié ainsi que nous pouvons le voir à la Figure 141. Nous considérons les interrupteurs MOSFET idéaux, donc sans capacité entre drain et source. Les seules capacités que nous prenons en compte sont les capacités de mode commun de l'onduleur vis-à-vis du radiateur (C_{r1} et C_{r2}) que nous avons estimé à 10 pF. Le signal perturbateur est réalisé à l'aide du générateur d'impulsion décrit au paragraphe précédent.

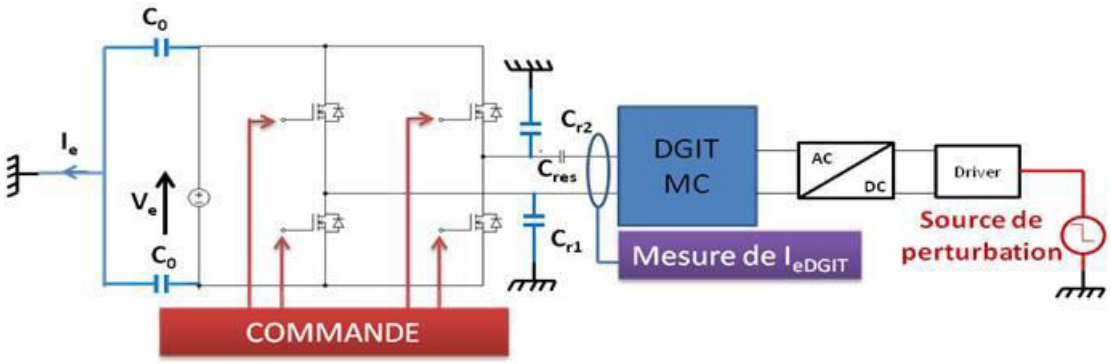


Figure 141: Paramètres du convertisseur influant sur le comportement global en mode commun

Pour représenter le générateur d'impulsion sur le schéma équivalent, nous avons placé une inductance (180 nH) et une résistance (2 Ω) en série pour représenter la connectique placée entre la source de perturbation et le driver. Pour la mesure de I_e, réalisée en reliant la source V_e au plan de masse, nous avons également schématisé le conducteur de liaison à la masse par une inductance (500 nH) et une résistance (3 Ω) en série.

La Figure 142 présente la comparaison des courants I_e et I_{eDGIT} pour la simulation et la mesure dans le cas où V_e = 0 V (convertisseur non alimenté).

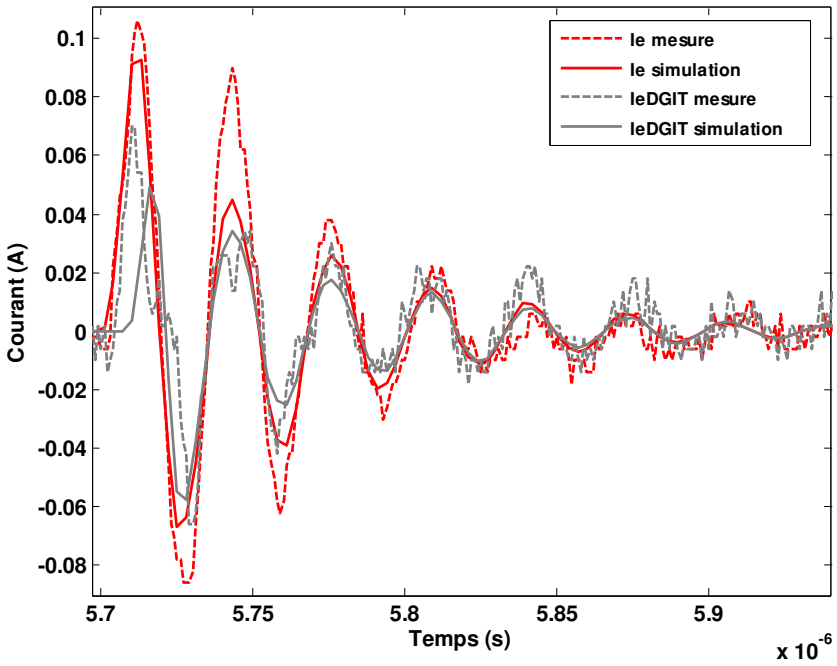


Figure 142: Mesure et simulation du courant de mode commun à l'entrée du convertisseur (I_e) et à l'entrée du DGIT ($I_{e\ DGIT}$) sans l'alimentation principale (V_e)

A l'aide du relevé comparatif de la Figure 142, nous pouvons constater un assez bon accord entre les courants simulés et mesurés en termes de fréquence d'oscillation, mais il existe cependant une différence sur les amplitudes. Celle-ci est due au modèle simplifié du convertisseur en MC. Un modèle plus détaillé du convertisseur en mode commun devrait permettre de s'approcher plus précisément du système réel.

L'émission électromagnétique dans cette application est limitée par les normes EN 55011 (CISPR11) et EN55022 (CISPR22) pour des appareils de classe A. Celles-ci imposent une tension maximale acceptable de 80 dBµV pour les fréquences inférieures à 500 kHz et de 72 dBµV pour les fréquences supérieures à 500 kHz. La fréquence du signal observé à la Figure 142 est de 25 MHz. Pour cette fréquence la valeur maximale du courant est donc de 80 µA (avec une résistance RSIL de 50 Ω). Le courant maximal mesuré étant de 100 mA, un dispositif de filtrage sera donc absolument nécessaire.

2. Perturbation du DGIT dans le système complet alimenté

Pour cet essai, le DGIT est alimenté avec une tension de 48 V (tel qu'il l'est en marche normale dans l'application). A ceci nous rajoutons une perturbation telle que nous l'avons décrite au paragraphe précédent ($V_{perturbation}$ = 200 V, dV/dt = 25 kV/µs).

Nous avons effectué une mesure du courant de mode commun (MC) en entrée du convertisseur afin d'observer son comportement (Figure 143).

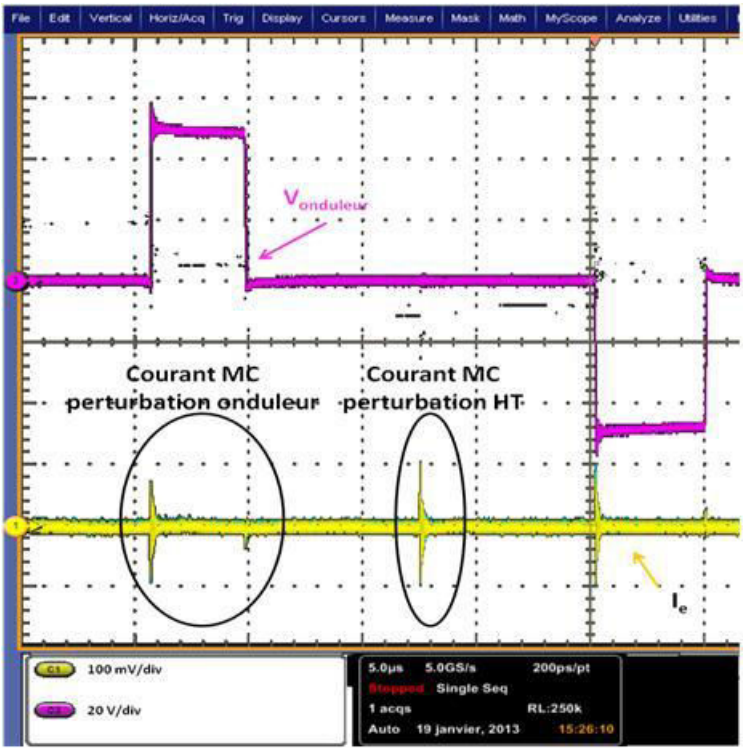


Figure 143: Mesure de la tension à la sortie de l'onduleur ($V_{onduleur,}$ voie C3) et du courant de mode commun à l'entrée du convertisseur ($I_{e,}$,voie C1)

Nous pouvons observer que le courant de mode commun lié à la commutation des interrupteurs de l'onduleur (lors du front montant) a une amplitude maximale presque similaire à celle liée à la perturbation HT.

Afin de vérifier le modèle développé à l'aide du logiciel PSIM, nous avons ajouté au modèle du premier paragraphe, l'alimentation du DGIT telle que décrite précédemment (Figure 144). Ensuite, nous avons comparé le modèle et la mesure pour l'élément le plus pertinent : le courant de mode commun lié au dV/dt de la perturbation.

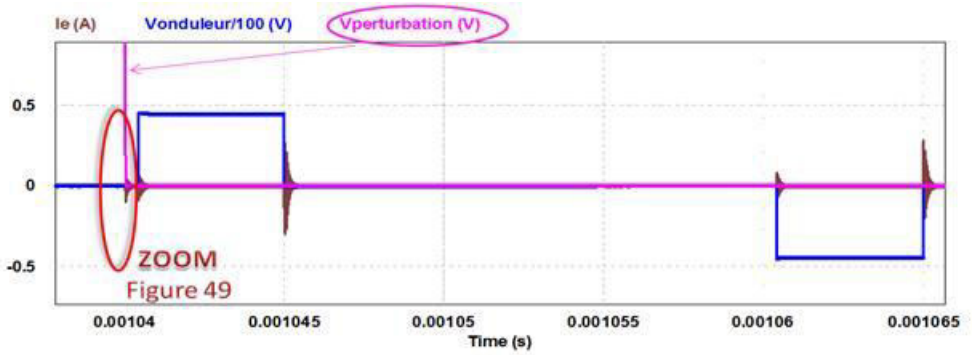


Figure 144: Simulation du courant de mode commun à l'entrée du convertisseur (I_e), de la tension a la sortie de l'onduleur ($V_{onduleur}$) et du signal perturbateur ($V_{perturbation}$ = 200 V) généré par un générateur d'impulsion

La Figure 144 présente les résultats de simulation pour la tension en sortie de l'onduleur ($V_{onduleur}$), la tension fournie par le générateur d'impulsion ($V_{pérturbation}$ simulant le dV/dt perturbateur) et le courant de mode commun en amont du circuit étudié (I_e).

Nous pouvons observer que le courant I_e apparait à la fois lors des changements d'état de la tension principale d'alimentation (perturbation liée aux commutations des interrupteurs de l'onduleur) mais aussi lors des dV/dt du générateur de perturbations. Pour vérifier l'amplitude et la fréquence du courant de mode commun, nous avons fait un agrandissement temporel (voir Figure 145) sur l'ondulation provoquée par la perturbation ayant un dV/dt de 25 kV ($V_{perturbation}$).

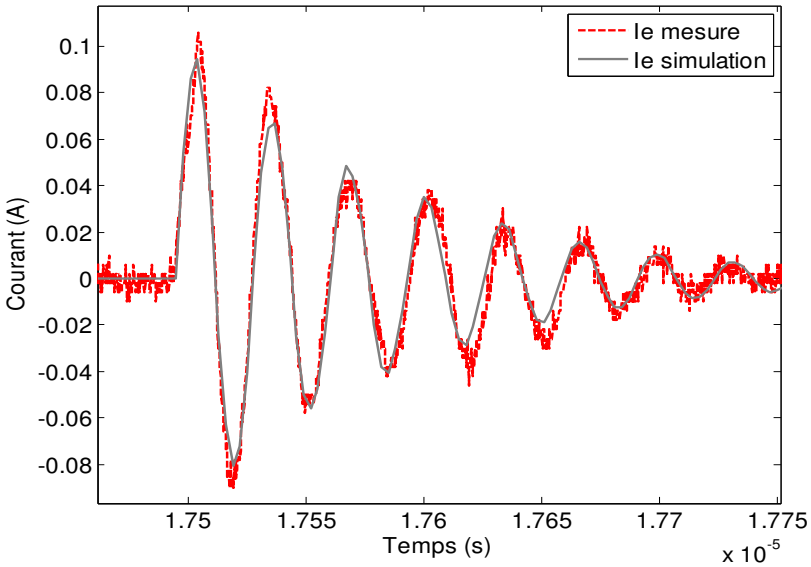


Figure 145: Mesure et simulation du courant de mode commun à l'entrée du convertisseur (I_e) lors de la perturbation à fort dV/dt

A l'aide du relevé comparatif de la Figure 145, nous pouvons constater que les courants simulé et mesuré de I_e sont similaires, ce qui valide le modèle de mode commun dû à la perturbation provenant des interrupteurs HT. Du point de vue de la susceptibilité électromagnétique, le transitoire maximum atteignant 0,1 A, celui-ci peut donc être contraignant au niveau du DGIT avec l'augmentation du courant dans le fil pilote. Ceci peut entraîner des pertes joules supplémentaires et une chute de tension impactant la tension de sortie des DGITs.

De plus, nous retrouvons la même amplitude maximale du courant de mode commun que dans le paragraphe précédent. Ceci montre donc l'intérêt d'un filtre permettant de diminuer cette amplitude afin de répondre à la norme EN 55011 (CISPR11).

Les deux types de perturbations de mode commun apparaissant sur les mesures et les simulations (liées à la commutation des interrupteurs de l'onduleur et à la perturbation HT) agissent différemment sur le circuit (voir schéma équivalent simplifié à la Figure 146).

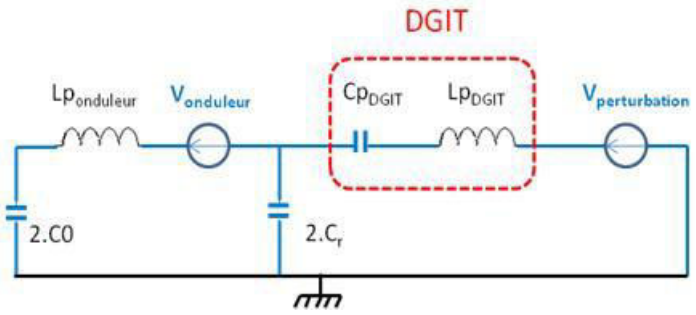


Figure 146: Schéma simplifié de mode commun du circuit complet

Comme nous pouvons le constater sur le schéma simplifié de mode commun de la Figure 146, les capacités C_0 et C_r sont les mêmes que celles représentées à la Figure 141. La capacité $2.C_r$ ouvre un chemin de propagation supplémentaire pour les courants de mode commun (MC). Le condensateur de résonance étant négligeable devant les capacités du modèle équivalent de mode différentiel, nous avons donc représenté la capacité équivalente totale du DGIT (Cp_{DGIT}). L'inductance parasite totale du DGIT est représentée par Lp_{DGIT}. Celle-ci est largement supérieure à l'inductance parasite interne de l'onduleur ($Lp_{onduleur}$). Ceci limite donc la propagation des courants de MC liés à la source V_{ond} (alimentation du DGIT) en amont de celui-ci. Ce qui n'est pas cas pour les courants de MC dus à la source $V_{perturbation}$. Ceux-ci se propagent donc dans tout le circuit.

Pour palier aux signaux transitoires liés à la perturbation HT, deux solutions sont possibles :

- Mettre un filtre de MC en sortie de l'onduleur afin de limiter le courant avant son passage dans l'onduleur,
- Mettre un filtre de MC au plus proche de la perturbation (en entrée de la carte driver ou en sortie du DGIT) afin de réduire ce pic de courant à la source.

VII. Conclusion

Dans ce chapitre, le modèle du DGIT à sortie unitaire (DGIT1) a été étendu à des sorties multi-secondaires (DGITn). Il a été démontré que la simplification du modèle circuit du DGIT1 est généralisable pour un DGITn avec une erreur qui reste minime.

Le modèle du DGIT a été utilisé pour développer une alimentation qui lui est adaptée. Dans ce sens, il s'est avéré que l'alimentation la plus adéquate est un onduleur de tension à résonance série. Grâce à cette résonance, la puissance réactive ainsi que le risque de saturation des noyaux magnétiques ont été réduits. De plus, celle-ci a pour avantage de réduire les pertes par commutation grâce aux commutations en ZVS et ZCS des bras d'onduleur.

La contrainte de forte isolation galvanique a été prise en compte pour la régulation du système à DGIT. Nous avons testé l'idée d'utiliser le DGIT pour transporter la mesure avec un système à CPL (Courant Porteur de Ligne), mais nous avons constaté que celui-ci devenait volumineux. En effet, les faibles impédances du DGIT imposent de rajouter des circuits magnétiques pour réaliser le CPL. La solution d'assurer la régulation sans accroitre le volume global, a donc été d'introduire des régulations locales avant et après le DGIT.

La modélisation du DGIT et de son alimentation en mode commun a permis de mettre en avant la susceptibilité du système face aux perturbations propres au circuit (interrupteur de son alimentation) et aux perturbations extérieures pouvant atteindre 25 kV/s. Les transitoires liés au convertisseur DC/AC alimentant le DGIT n'ont aucune influence sur le reste du circuit car l'impédance du condensateur de résonnance est négligeable devant celle des capacités parasites du DGIT. Par contre, concernant la perturbation en aval du DGIT (dû au transitoire de 60 kV de la tension caténaire), il a été mis en avant qu'un filtre doit être ajouté afin de palier aux pics de courant intervenant lors de ce transitoire. Ceux-ci sont susceptibles de mettre en arrêt les cartes driver à cause de sous-tension apparaissant lors des transitoires de courants au plus proche de la carte driver. Cette solution apparait donc comme une perspective d'amélioration de cette alimentation drivers pour MOSFET SiC.

CHAPITRE 4

Vers une commande de MOSFET SiC Haute Tension
par radio-fréquence

Sommaire

I. Introduction 157

II. Définition du signal de commande pour le MOSFET SiC HT 157

III. Choix du matériel pour le dispositif de commande 159

1. Transmission à modulation de fréquence analogique 160
2. Transmission par HopeRF 161
3. Comparaison et choix du mode de transmission RF 164

3.a Antenne Fouet 164

3.b Antenne PCB 165

3.c Comparaison des dispositifs de transmission 166

IV. Essais et résultat de la transmission RF GigaLink pour la commande de drivers 167

1. Comportement de la réception 167
2. Comportement de la réception avec écran perturbateur 169

V. Conclusion 172

I. Introduction

Habituellement, la commande des convertisseurs statiques est réalisée à l'aide de fibres optiques car celles-ci permettent une transmission du signal avec un débit intéressant et une bonne immunité. Ce qui est le cas pour les convertisseurs de puissance actuellement en place sur les chaines de traction d'ALSTOM. Seulement dans le domaine du ferroviaire ces fibres optiques subissent un stress mécanique qui les use très rapidement. Afin d'éviter cette usure prématurée et couteuse, nous avons étudié la possibilité de les remplacer par une commande par radio fréquence (RF). Cette solution permet également d'alléger considérablement le système de commande pour le convertisseur multi-niveaux.

Cette commande se positionnerait entre le boitier de commande/alimentation et le boitier de conversion d'énergie (Figure 147)

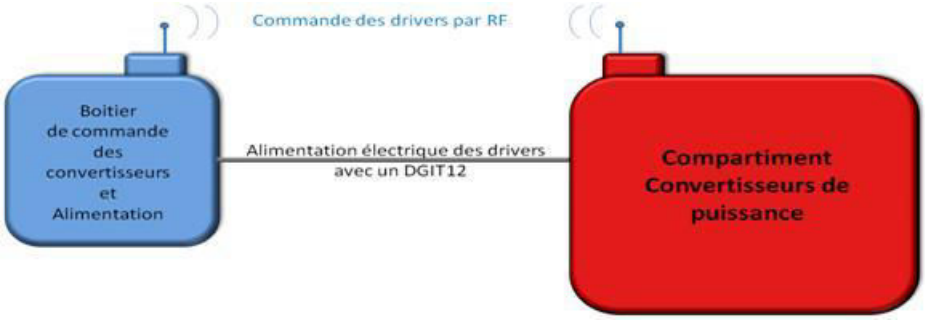


Figure 147: Représentation de la commande RF

Ce type de commande permet de répondre à la contrainte principale dans le milieu du ferroviaire avec une forte isolation galvanique. A l'intérieur du compartiment de puissance la commande est distribuée par fibre optique. Le matériel se trouvant figé, la fibre optique subit alors un stress minimal.

II. Définition du signal de commande pour le MOSFET SiC HT

Le signal transmis entre le boitier de commande et le compartiment de puissance sert à la commande des semi-conducteurs.

Pour les convertisseurs multi-niveaux la commande est plus complexe : en plus du déphasage nécessaire à la régulation imposé par le correcteur de courant, plusieurs éléments doivent être ajoutés (déphasage entre chaque étage de conversion, etc...). Au total il y a cinq informations différentes à envoyer :

- L'information « adressage du niveau » permet l'attribution de la trame au niveau auquel elle est associée (ex : pour un adressage du niveau 4, la trame n'est lue que par le FPGA du niveau 4). Le convertisseur comptant 11 niveaux, nous avons besoin de 4 bits.
- L'information « niveau actif » fournit à chaque étage, le décalage de la modulante à 20 kHz des interrupteurs de puissance à ce niveau. Cette information permet par la suite de calculer le décalage qui est : $décalage\,de\,la\,modulante = \frac{(valeur\ \ du\ niveau\ -1).\pi}{nbr\ \ de\ niveau\ \ total}$. Pour 11 niveaux il faut également réserver 4 bits.
- Le type de commutation permet d'imposer une commutation dure ou douce. Un bit est dédié aux interrupteurs de l'onduleur de courant et un autre bit à l'onduleur de tension, d'où l'usage de 2 bits.
- L'information « déphasage » permet de définir l'angle de déphasage entre les bras des onduleurs afin de régler le niveau de tension en sortie du système complet. Elle est codée sur 8 bits soit 256 valeurs possibles donc une précision de $\frac{180}{256} = 0{,}7$.
- Le « signe » permet d'attribuer le signal adapté à la commande de l'interrupteur tête ou l'interrupteur bêche de l'onduleur de courant.

Pour être traité par le microcontrôleur (FPGA), ces informations sont envoyées sous forme binaire, ce qui conduit à transférer une trame de 19 bits décomposée telle que présentée à la Figure 148. Nous avons ajouté le bit de « start » en début de trame pour signaler le positionnement du début de la trame et la synchronisation de tous les niveaux du convertisseur.

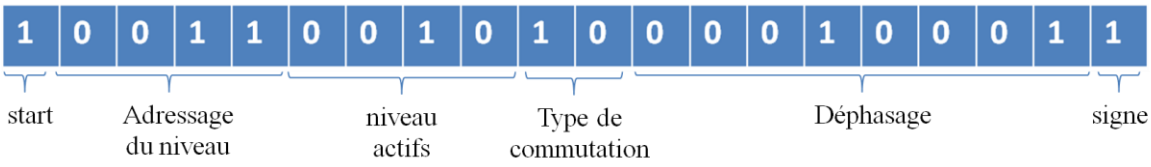


Figure 148: Décomposition du paquet d'information à envoyer

Afin de réduire les longueurs des fibres optiques locales, nous avons imaginé d'insérer un dispositif de transmission des informations par radio-fréquence entre le système d'acquisition de la mesure (dSPACE) et le système de traitement des informations (FPGA), tel que nous pouvons le voir à la Figure 149.

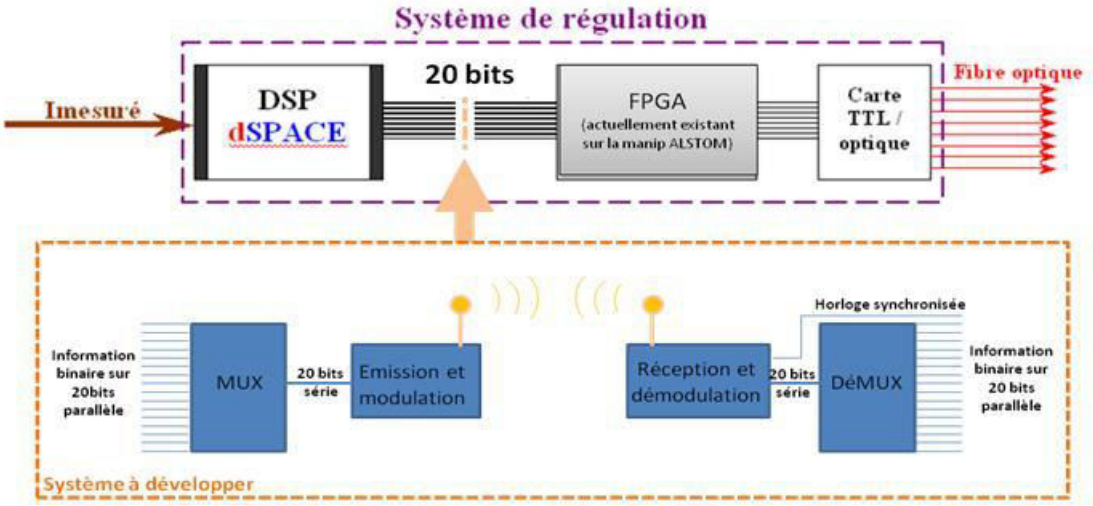


Figure 149: Principe de transmission des informations de commande

Le système à concevoir consiste à récupérer une information composée de 20 bits en parallèle, de les mettre en série et de les transmettre à la suite d'une modulation. Après réception de cette information, une démodulation est réalisée et les 20 bits sont mis en parallèle pour être envoyée au FPGA. Après le démultiplexage du signal, l'information liée au bit de start permet de synchroniser les horloges de tous les niveaux du convertisseur.

III. Choix du matériel pour le dispositif de commande

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, les protocoles de transmission les plus appropriés sont : le ZigBee, le Wifi et le HopeRF. En effet, ces protocoles ont une portée, un débit et une fréquence de transmission qui peut être suffisante pour la transmission de commande.

Toutefois, dans notre cas l'information à transmettre étant de 20 bits à une fréquence de 10 kHz (identique à la fréquence de découpage des convertisseurs), le ZigBee ne parait pas être une bonne solution car son débit de 250 Kbits/s ne laisse aucune marge (24 bits pour 10 kHz, sachant que dans un futur proche il est prévu une augmentation de la fréquence de découpage jusqu'à 20 kHz).

Le Wifi et le HopeRF utilisent les mêmes bandes de fréquence (autour de 2,4 GHz). Toutefois le protocole Wifi ne permet pas une transmission en temps réel alors que le protocole Hope RF est plus simplifié.

La modulation de fréquence analogique réalise une transmission en temps réel. En utilisant le dispositif GigaLink nous pouvons accéder à des fréquences proches de 2,45 GHz, avec une bande passante de 36 MHz.
Ces deux protocoles se diffèrent par leur débit et par la taille des antennes qui est également liée à la puissance du dispositif (plus faible pour HopeRF).
Le protocole HopeRF permet un compromis entre la puissance et le débit nécessaires à notre application à grand nombre de niveaux.
Nous avons étudié plus en détail les caractéristiques de ces deux protocoles afin d'effectuer un choix.

1. Transmission à modulation de fréquence analogique

Le matériel choisi pour la transmission à 2,45 GHz est : la carte émettrice « GigaLink Mini OEM Receiver IV » et la carte réceptrice qui lui est associée « GigaLink Mini OEM Transmitter mono ». Elle est initialement destinée à la transmission d'un signal vidéo analogique.



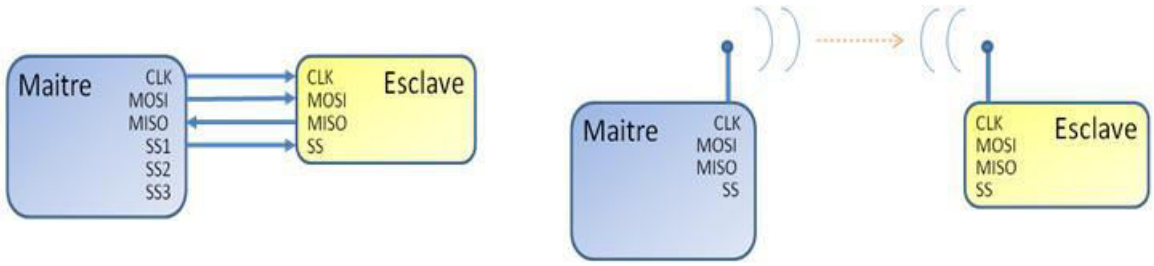
Figure 150: Carte émetteur GigaLink



Figure 151: Carte récepteur GigaLink

L'émetteur GigaLink permet à partir d'un signal analogique, de moduler en fréquence puis de l'envoyer à une fréquence comprise entre 2,4 et 2,4835 GHz et une puissance de 10 mW.
Le récepteur GigaLink permet de démoduler le signal reçu suivant le même principe que celui de l'émetteur et de fournir en sortie un signal analogique.
Il est donc nécessaire d'ajouter un étage pour le multiplexage et l'adaptation de niveau du signal en entrée de l'émetteur et pour le démultiplexage et l'adaptation de niveau du signal en sortie du récepteur.
Le multiplexage et le démultiplexage sont réalisés à l'aide d'un microcontrôleur PIC programmé en langage C. le microcontrôleur choisi est un PIC18F4520 pour un traitement de 32 bits. Ce choix est réalisé en fonction du nombre de bits à échantillonner (20 pour notre application), du coût et de la disponibilité de ce matériel. A l'aide de ses port A, B et D, de 8

bits chacun, nous pouvons sélectionner un standard TTL (tension comprise entre 1,8 V et 3,6 V) et une sortie analogique. Le multiplexage se fait grâce à la fonction « SPI » du microcontrôleur que l'on retrouve sur le port C (SPI= Serial Peripheral Interface). Cette fonction permet l'envoi (MISO, Master In Slave Out) et la réception (MOSI, Master Out Slave In) d'un signal en série cadencé par une horloge (CLK) qui lui est propre. Le récepteur est sélectionné grâce à la sortie SS (Slave Selection).



a) Transmission SPI filaire b) Transmission SPI par RF

Figure 152 : Transmission SPI pour un émetteur (maitre) et plusieurs récepteurs (esclaves)

Avec la liaison filaire, l'horloge est transmise de l'émetteur au récepteur. Avec la transmission par RF, nous avons choisi de ne pas transmettre l'horloge mais de se baser sur l'information reçue. Le top de l'horloge de la carte esclave se fait donc à la réception du bit de start. Le retard entre le signal émis et le signal réceptionné est essentiellement dû au traitement du signal. La transmission par RF se faisant à 2,4 GHz, le temps de transmission est donc quasi instantané.

La dynamique du signal de sortie des cartes GigaLink étant de [0-1 V], un amplificateur de tension est donc essentiel :

- En entrée du démultiplexeur afin de fournir un signal compris entre 0 V et 3,3 V aux entrées TTL de la carte PIC.
- en sortie du démultiplexeur afin de fournir un signal TTL de 5 V exigé par la carte FPGA utilisé par ALSTOM.

Pour réaliser la diminution de la tension, un diviseur de tension composé de résistances est suffisant. Pour l'amplification, nous utilisons les sorties TTL de la carte PIC qui lorsqu'elles sont au niveau haut, délivrent une tension semblable à la tension d'alimentation (5 V dans notre cas).

2. Transmission par HopeRF

Nous avons choisi d'utiliser la carte tranceiver RFM70 qui est la même pour l'émission et la réception et qui est composée d'une antenne imprimée (fréquence de 2,4 GHz à 2,4834 GHz).

Ce principe de transmission présentant un matériel très compact et une puissance consommée très faible, est généralement utilisé pour des applications à faible distance tels que la transmission ordinateur/périphériques, audio ou encore la commande d'automates. Récemment, un laboratoire de l'Université de Zilina en Slovaquie, a développé un système de mesure permettant de surveiller le trafic routier (principalement la mesure de la vitesse de passage de véhicules à un point donnée [KARPIS]), et un système de surveillance de zones naturelles protégées (par rapport aux intrusions ou de la surveillance incendie [MICEK]) à l'aide du tranceiver RFM70 avec le protocole HopeRF. Leur choix s'est porté sur ce matériel car il est peu onéreux comparé aux dispositifs déjà existant dans les autres pays. Les résultats des tests se sont montrés satisfaisants lorsque l'antenne est correctement orientée.
Pour notre application, les antennes émettrices et réceptrices sont fixes. Ce qui permet de les positionner de manière à réaliser une détection du signal la plus forte possible.
Les entrée de la carte RFM70 nécessitent une interface SPI (Serial Peripheral Interface) qui est un bus de données série (envoyé ou reçu sur les bornes MOSI et MISO) et cadencé par une horloge (SCK). Le bus CSN permet de définir si la carte est en mode maitre ou esclave. L'entrée IRQ permet de définir les interruptions nécessaires au bon fonctionnement du programme (interruption permettant de vider les registres) et l'entrée CE définit le mode de fonctionnement de la carte (en émission ou en réception). Il est donc impératif d'utiliser un microcontrôleur avec des ports SPI en entrée de chaque carte RFM70. Pour répondre à cette spécificité, nous avons utilisé la même carte PIC que celle décrite précédemment.
Le HopeRF est un système de transmission développé par HopeRF electronic, ayant sont propre protocole de sécurité préprogrammé.

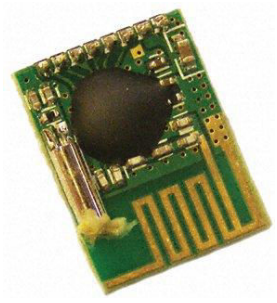


Figure 153: Carte tranceiver (émettrice et réceptrice) RFM70

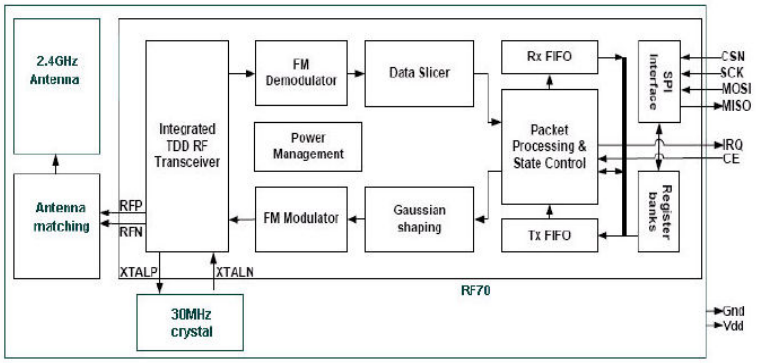


Figure 154: Décomposition de la carte RFM70

Nous pouvons voir d'après la Figure 154, que ce module permet à la fois l'émission et la réception des données en utilisant la modulation de fréquence (modulation FM). L'encodage des informations transmises se fait avec une modulation à déplacement minimum gaussien (modulation de fréquence à enveloppe constante afin que les données ne soient pas influencées par une perturbation de l'amplitude, la modulation se fait donc en fonction de la phase et non du module).

Le tranceiver RFM70 possède une antenne imprimée, ce qui a pour avantage de rendre ce système compact et léger. Sa consommation est d'environ 50 mW. Le désavantage de ce type d'antenne est principalement le risque de rayonnement parasite dû à l'alimentation ou à la surface limitatée du plan de masse.
Deux modes de transmission sont prédéfinis : le mode Tx, permettant la transmission des paquets et le mode Rx permettant la réception de paquets. Les paquets de données comportent des informations permettant la sécurité de la transmission. Chaque paquet est décomposé suivant le format de la Figure 155.



Figure 155: Format type du paquet transmis par le tranceiver RFM70

Le préambule permet de définir le début de la trame (1 byte dans notre cas). L'adresse donne au récepteur l'information du paquet qui lui est destiné (3 bytes dans notre cas). Le contrôle sert à transmettre des données qui peuvent être variables tels que :

- la taille du paquet de l'information utile qui a la possibilité d'être dynamique (2 bits),
- le PID (packet idendity bit), permet de savoir si le paquet reçu est une information nouvelle ou retransmise (0 bit),
- No ACK, sert à demander ou pas un accusé de réception. Dans le cas où cette option est choisie, le récepteur restera en standby jusqu'à ce que l'émetteur ait reçu cet accusé (1 bit).

L'information utile correspond aux données à envoyer. Comme nous avons besoin d'envoyer 20 bits, 3 bytes sont suffisants. CRC est un bit de détection d'erreur, s'il est différent de la forme qu'il doit avoir, la réception est stoppée. Avec le préambule il constitue le bit de start et de stop.

Le paquet d'information décrit ci-dessus est envoyé est reçu suivant le diagramme suivant :

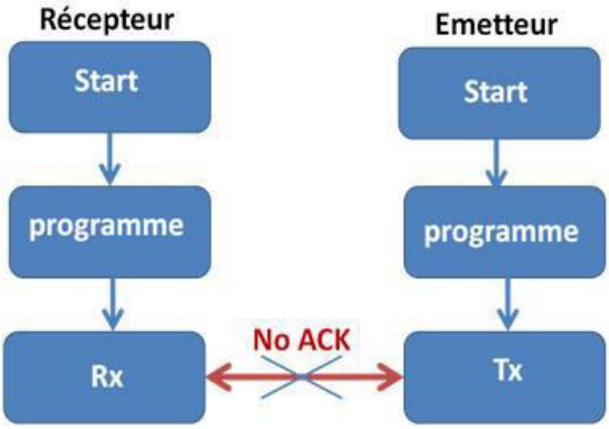


Figure 156: Protocol de transmission utilisé

Nous avons choisi de ne pas envoyer, ni d'attendre d'accusé de réception afin de rendre plus rapide la routine des programmes émetteurs et récepteurs.
Nous réalisons donc que HopeRF n'est pas un système temps réel à cause de son protocole qui reste complexe ce qui induit une routine trop longue.

3. Comparaison et choix du mode de transmission RF

Afin de faire une comparaison entre les deux dispositifs de transmission RF décrits précédemment, nous avons également besoin de faire une comparaison des antennes qui sont utilisées et leur type de rayonnement.

3.a Antenne Fouet

L'antenne fouet est l'antenne utilisée dans le système GigaLink pour l'émission et la réception (voir Figure 150 et Figure 151). C'est une antenne monopole omnidirectionnel. Une antenne monopole a une directivité identique à celle d'un dipôle pour λ/2 (cf. diagramme de rayonnement Figure 157) [ROGER 98].

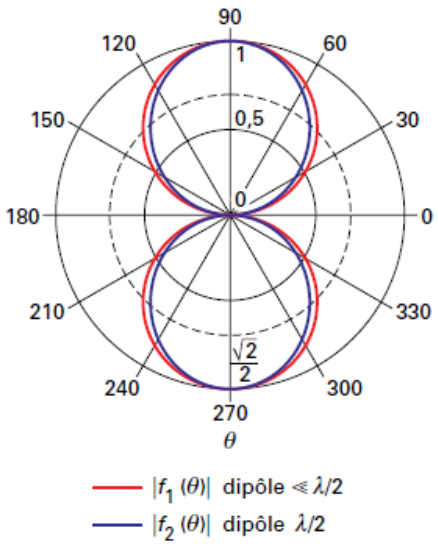


Figure 157: diagramme de rayonnement vertical pour un dipôle cylindrique

La longueur d'onde pour une fréquence de 2,45 GHz est de 12,2 cm. Pour que la transmission soit optimale, l'antenne doit mesurer 6,1 cm.

Nous pouvons observer sur la Figure 157 que le rayonnement vertical est assez directif sur les angles de 90° et 270°. Ceci signifie que l'antenne réceptrice doit être positionnée à 90° ou à 270° de l'antenne émettrice.

3.b Antenne PCB

L'antenne PCB est l'antenne utilisée dans le système HopeRF pour l'émission et la réception (voir Figure 153). Celle-ci est assimilable à l'antenne décrite dans « application note AN043 » pour le CC2511 de Texas Instrument [TI-AN043] (utilisé également pour le RFM73 proche du RFM70).

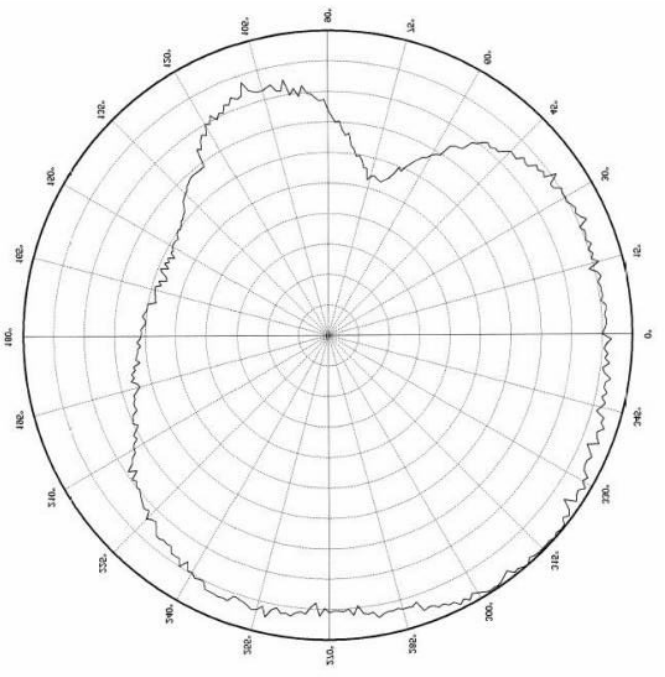


Figure 158: diagramme de rayonnement vertical pour une antenne PCB 2,4 GHz

Nous pouvons observer sur la Figure 158 que le rayonnement vertical est étalé, avec un rayon maximal entre 90° et 270°. Ceci signifie que l'angle d'ouverture de l'antenne émettrice permet une position verticale de l'antenne réceptrice. Ceci laisse une certaine liberté de positionnement.

3.c Comparaison des dispositifs de transmission

A la suite d'une réalisation sommaire et de plusieurs mesures de ces deux processus de transmission, nous avons consigné nos observations dans le Tableau 17 :

Tableau 17: comparaison GigaLink et RFM70

	GigaLink	RFM70
Protocole	Protocole de transmission très simplifié	Durée de la routine pénalisante
Sécurité	Aucune sécurité de transmission	Transmission sécurisée
Rayonnement antenne	Rayonnement directif sur 90° et 270°	Rayonnement étalé entre 125° et 45°
Taille du dispositif complet	Récepteur : 68 x 68 x 25mm Emetteur : 45 x 45 x 16mm	16,8 x 12,8 x 2 mm

En comparant le protocole de communication, le degré de sécurité, le rayonnement des antennes et la taille des dispositifs GigaLink et RFM70, nous serions tenté de choisir la carte RFM70 car elle présente plus d'avantage que la GigaLink. Toutefois, la durée de routine reste très pénalisante vis-à-vis de la fréquence de traitement des données, donc de la fréquence d'envoi des informations de commande.

Le choix final s'est donc porté sur les modules GigaLink car la simplicité du protocole de transmission permet un retard de transmission suffisamment faible pour notre application (1,6 ns). Ce qui n'est pas le cas pour le module RFM70. Une évolution du programme d'émission (celui de réception ayant été adapté pour un signal de 10 kHz) est théoriquement possible en réduisant le temps de cycle de la routine, ce qui mènerait à un retard acceptable. En pratique, la fréquence maximale atteinte en émission est de 8 kHz, ce qui n'est pas suffisant.

A long terme une sécurité devra être développée pour immuniser le signal des signaux perturbateurs, tel que le WIFI que l'on retrouve dans toutes les gares SNCF (signal à 2,45 GHz. Cette sécurité peut être amenée au module GigaLink par l'étude de l'environnement afin de le disposer de manière à être protégé des perturbations. Nous pouvons également développer un système du type RFM70 qui a sa propre routine de sécurité et qui aussi pour avantage d'avoir une taille compacte qui réduira la taille et le poids du dispositif complet (tel que le module MRF24WG0MA/MB récemment développé par Microchip).

IV. Essais et résultat de la transmission RF GigaLink pour la commande de drivers

Nous avons développé un programme sur le microcontrôleur pic18 permettant de multiplexer 20 informations TTL en parallèle. Nous avons donc imposé 20 signaux en entrée de la carte pic à 0 V ou 3 V, sur les ports A, B et D (le port C étant réservé à la transmission SPI).

1. Comportement de la réception

Nous avons effectué le test avec tous les ports à l'état bas, le port B_5 à l'état haut et le port B_6 avec un signal alternant entre l'état et l'état bas à une fréquence 10 kHz (cf. Figure 159).

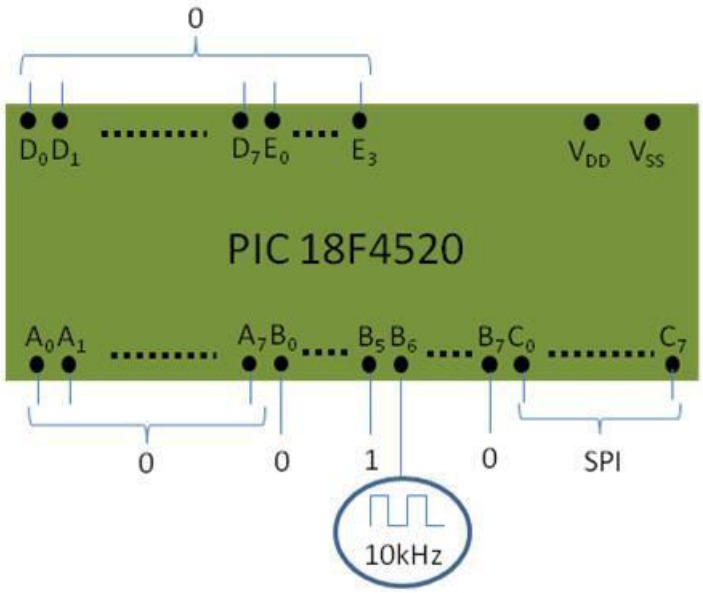


Figure 159: Etat des différents ports du PIC pour le 2ème essai

Pendant la période où B_6 est à l'état bas, B_5 est le seul port à l'état haut (trame envoyée : [00000000 00000100 00000000]). Lorsque B_6 est à l'état haut, B_5 et B_6 forment une impulsion dont la largeur est doublée trame envoyée : [00000000 00000110 00000000], voir Figure 160)

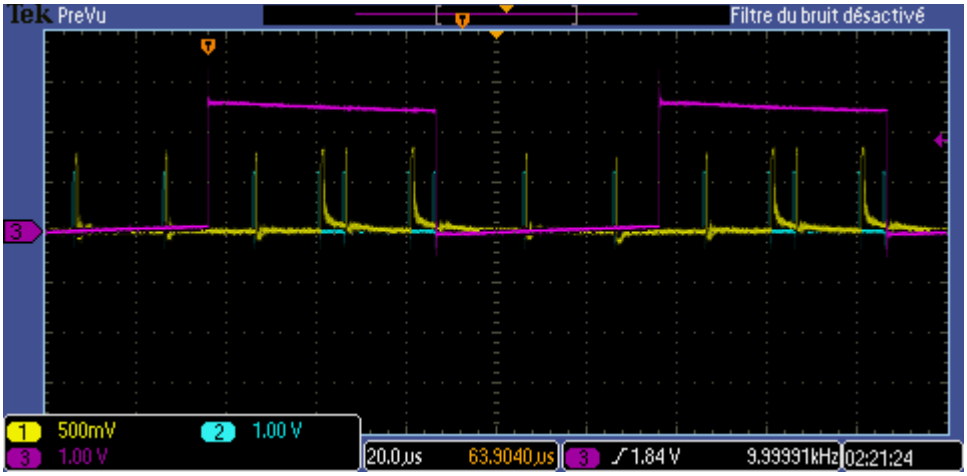


Figure 160: Réception d'un signal à 10 kHz

Sur la Figure 160 nous observons en bleu le signal émis série (2), en jaune le signal réceptionné série (1) et en rose le signal imposé en entrée de la carte émettrice avant multiplexage (3). Nous pouvons déduire que la réception se fait correctement avec un retard représenté à la Figure 161. Le premier signal émis et réceptionné après le passage à l'état haut du port B_6, montre un signal série sans l'ajout de B_6. Ceci s'explique par une fin de trame

série apparaissant après le passage à l'état haut de B_6. Ce retard étant fixe, il est possible de l'intégrer dans la routine de commande en attendant la lecture de la trame suivante. Cette information mériterait d'être développée en réalisant des mesures du signal démultiplexé. Ceci fait partie des perspectives.

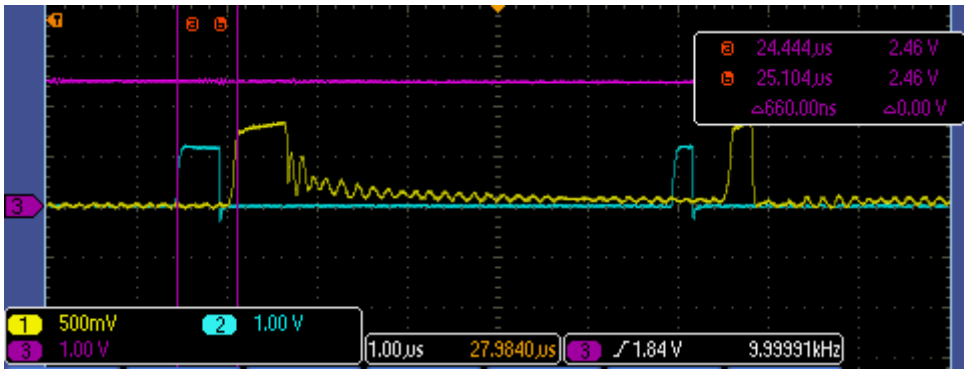


Figure 161: Zoom du signal réceptionné à 10 kHz

Nous pouvons observer sur la Figure 161 un retard de 660 ns. Nous pouvons également voir que le signal réceptionné met du temps pour se stabiliser à 0 V, il suffit donc de mettre un détecteur de niveau de tension compris entre 500 mV et 750 mV. Nous supposons que cette instabilité est due à une saturation du signal émis. Le signal attendu étant un signal vidéo, celui-ci doit être compris entre 0,3 V et 0,7 V.

L'étude de la transmission du signal série montre que celui-ci est faisable et qu'il présente un retard acceptable et améliorable par une adaptation adéquate.

2. Comportement de la réception avec écran perturbateur

Les antennes pour la transmission RF seront positionnées en dehors du compartiment de puissance et du bloc d'alimentation et de commande des drivers.

Il faut donc étudier le phénomène de réflexion pour éviter les répétions de signaux dans la trames d'information réceptionnée.

Le plan réflecteur permet de diriger et d'étaler le rayonnement, ce qui est intéressant pour une antenne émettrice (cf. Figure 162).

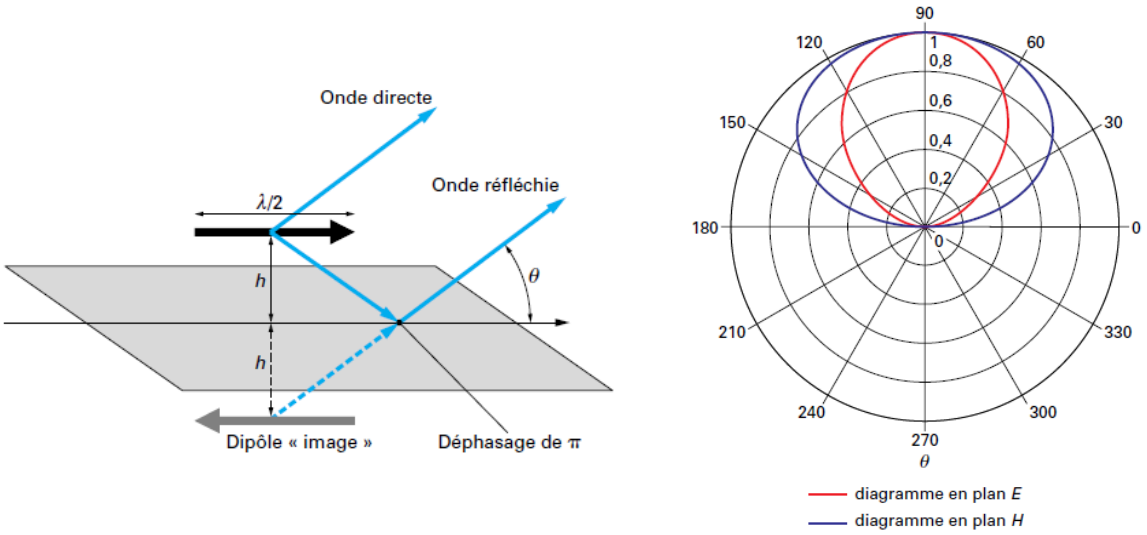


Figure 162: Monopole au dessus d'un plan réflecteur

Toutefois pour une antenne réceptrice, ceci engendre des réflexions du signal. Nous avons donc effectué un essai en plaçant le plan réflecteur en cuivre derrière l'antenne réceptrice tel que nous pouvons le voir à la Figure 163.



Figure 163: Antenne réceptrice proche d'un plan réflecteur

Nous avons imposé une distance « d » de 6 cm entre l'antenne et le plan réflecteur. Cette distance correspond à la moitié de la longueur d'onde afin d'observer la perturbation maximale possible.

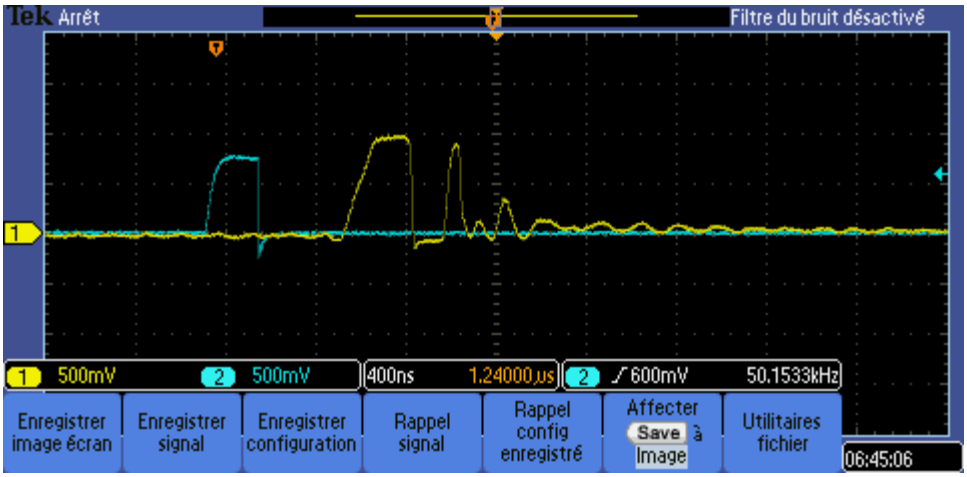


Figure 164: Signal émis et réceptionné avec écran à 6 cm

Nous pouvons observer que le signal réceptionné est répété avant la fin de la trame et peut apparaitre comme un bit mis à l'état haut. La position de l'antenne est donc cruciale pour cette application. Il faut éviter tout plan réfléchissant à une distance inférieure ou égale aux multiples de la demi-longueur d'onde.

V. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu que la transmission RF pour la commande de driver est possible dans les conditions exigées par l'application multi-niveaux dans le domaine du ferroviaire (c'est-à-dire, transmission de 20 bits parallèle à une fréquence supérieure ou égale à 10 kHz). En multiplexant l'information pour la transmettre en format série, nous observons un retard acceptable vis-à-vis de la fréquence de commutation des MOSFET SiC (10 kHz).
Le choix du système de transmission étant validé, nous avons proposé un dispositif complet comprenant les différentes alimentations. Celles-ci permettent à la fois le fonctionnement des différentes cartes électronique mais également de fixer les niveaux de tension tel qu'ils sont imposés (sortie du DSpace à 0/5 V et entrée FPGA à 0/5 V).

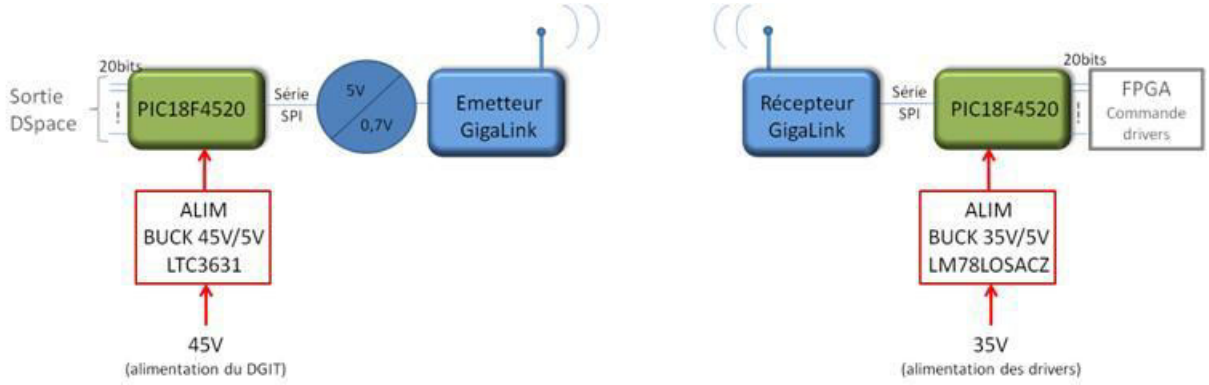


Figure 165: Système de transmission complet proposé

Tel que nous pouvons le voir à la Figure 165, le système proposé utilise des alimentations déjà existantes et se trouvant au plus près de ce dispositif.

A long terme ce dispositif pourra être amélioré à l'aide d'un protocole ou d'un positionnement permettant une sécurité vis-à-vis des fréquences perturbatrices présentes dans l'environnement du train.

Conclusion générale et perspectives

La réalisation de cette thèse a permis de développer un système à double isolation galvanique (DGIT) pour l'alimentation de drivers de MOSFET SiC HT intégré dans un convertisseur multi-niveaux. Le domaine d'application (remplacement du transformateur THT/HT des locomotives actuelles) est très contraignant du point de vue de la tenue diélectrique. Un dimensionnement minutieux a donc été réalisé.

Tout d'abord une étude architecturale pour un dispositif isolant à une entrée / huit sorties et une double isolation galvanique (10 kV et 60 kV) a été réalisée. Nous avons déduit que la meilleure architecture est l'utilisation de transformateurs à noyau torique : un transformateur en entrée pour l'isolation de 60 kV et 8 transformateurs, toujours à noyau torique, en sortie pour l'isolation de 10 kV (le nombre de sorties correspondant au nombre de drivers à alimenter sur un convertisseur). Ces transformateurs sont reliés par un fil pilote avec une disposition en parallèle, c'est-à-dire que le secondaire du transformateur d'entrée est relié aux 8 primaires des transformateurs de sortie avec une mise en parallèle de ces 8 primaires.
Nous avons ensuite développé un programme de calcul afin de définir les paramètres dimensionnant optimaux. Nous nous sommes heurtés à des contraintes contradictoires, par exemple les deux paramètres les plus importants : le rendement et le volume.

En ce qui concerne le volume, la tenue diélectrique est un point important pour fixer la distance entre le primaire et le secondaire de chaque transformateur. L'isolation HT et THT imposent le surdimensionnement des transformateurs. Pour limiter cet effet, nous les avons imprégnés avec de la résine époxy. Les transformateurs imprégnés ont été réalisés et testés au sein du laboratoire d'ALSTOM. A ce jour les tests ont été validés pour les deux niveaux de tension imposés.
Toutefois le volume des transformateurs peut être optimisé. En effet la distance de tenue diélectrique est non seulement imposée entre primaire et secondaire mais également autour de tous les conducteurs (cf. schéma ci-dessous).

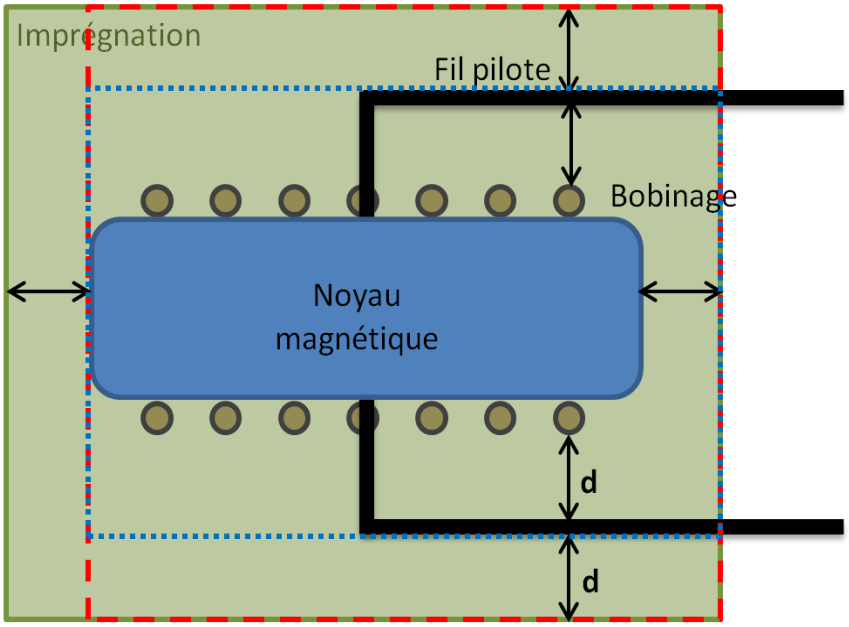


Figure 166: Proposition d'optimisation de l'imprégnation des transformateurs

Nous pourrions réduire le volume et le poids des transformateurs imprégnés en réduisant l'imprégnation des deux façons suivantes :

- Une réduction partielle (contour en rouge sur le schéma) permettant l'isolation galvanique et agissant sur la répartition des potentiels (cf. chapitre I).
- Une réduction complète (contour en bleu sur le schéma) permettant l'isolation galvanique uniquement. Dans ce cas le poids et le volume sont réduits au maximum. Il faudra toutefois imposer une distance permettant une bonne distribution des capacités telles qu'il a été mis en évidence dans le chapitre I.

Grâce aux différents paramètres dimensionnant le DGIT a été étudié (modélisation, étude temporelle et fréquentielle) puis réalisé (comparaison entre mesure et simulation du DGIT12, c'est-à-dire pour un niveau du convertisseur multi-niveaux). Les résultats obtenus ont montré que la modélisation du DGIT est fiable pour un DGIT12 et qu'elle peut donc être généralisée aux N étages du convertisseur (11 niveaux pour notre application).

Pour que le rendement soit le meilleur possible, le courant magnétisant doit être le plus faible possible afin de réduire la puissance réactive et le courant total absorbé.
Pour la limiter, nous avons choisi d'alimenter le DGIT avec une alimentation à résonance. L'étude du DGIT a révélé un caractère inductif que nous avons utilisé pour la résonance de l'alimentation. Ce dispositif complet pour un DGIT12 a un bilan de puissance de 84,5 % pour

la puissance maximale à fournir (52 W). Les pertes dans le fil pilote dégradent le plus le bilan de puissance. En effet, le calcul optimal a mis en évidence un diamètre du fil adapté au courant y circulant afin de réduire le poids et le volume. En augmentant le diamètre du fil pilote nous pouvons réduire ces pertes. Pour améliorer le bilan de puissance il faudra donc faire un nouveau compromis entre les pertes et le poids.

A l'aide des simulations et des mesures de mode commun réalisées au chapitre 3, nous avons défini la réponse transitoire à une perturbation induite par un fort dV/dt (25 kV/µs pour les tests réalisés). Ce fort dV/dt représente la tension pouvant être subie pas les drivers de MOSFET SiC (la technologie SiC rendant les commutations plus rapides). Il a été révélé que l'amplitude du courant de mode commun à l'entrée de l'alimentation des DGIT, dépasse la limite imposée par les normes EN 55011 (CISPR11) et EN55022 (CISPR22) pour des appareils de classe A. Il est donc impératif de dimensionner un filtre adapté pour le prototype final.

Dans ce manuscrit nous avons réalisé une étude de faisabilité intégrant le choix du matériel véhiculant l'information de commande souhaité (20 bits en parallèle à une fréquence supérieure ou égale à 10 kHz soit un minimum de 200 kbit/s). Nous avons trouvé deux dispositifs répondant à ces contraintes : un dispositif ayant un protocole de transmission simplifié (GigaLink) et un dispositif ayant un protocole intégrant une sécurité de transmission et réception (HopeRF). Malgré le manque de sécurité dû à la transmission analogique, la première solution (GigaLink) est la plus appropriée à notre besoin car l'autre ne répond pas à la vitesse de transmission. Nous avons alors réalisé une étude sommaire, avec une transmission d'information de 20 bits en série à une fréquence de 200 kHz. Nous avons pu voir que celle-ci est faisable.
L'amélioration que nous pouvons proposer pour ce système de commande par radio-fréquence concerne les deux dispositifs étudiés :

- Pour le système GigaLink, une étude de l'environnement est nécessaire afin de disposer les antennes de manière à ne pas être perturbé par des signaux extérieurs.
- Pour le système HopeRF, une annonce a été faite d'une prochaine évolution de technologie permettant un débit supérieur à 2 Mbps tel que le MRF24WG0MA/MB de Microchip (avec un débit pouvant aller jusqu'à 11 Mbps).

L'alimentation des driver de MOSFET SiC HT développée au cours de ma thèse a été réalisée et associé au convertisseur multi-niveaux développé par le laboratoire Laplace dans le cadre du projet ANR CONCIGI HT. D'après l'étude réalisée, la commande par radio-fréquence parait être totalement adéquate aux besoins de réduction de poids/volume et aux informations à transmettre, spécifique au fonctionnement multi-niveaux. Elle sera donc à court terme, développé et intégrée dans le système final tel qu'elle a été présentée dans le chapitre 4. Ces travaux ayant donné des résultats satisfaisants, il serait maintenant intéressant d'associer les différentes parties développées au cours de ce projet et de les intégrer dans une chaine de traction pour un test sur un parcours type.

Pour finir, nous avons eu la satisfaction de voir ce projet sélectionné parmi ceux ayant reçu un financement de l'état entre 2008 et 2013. Il a reçu le prix du carrefour du prédit 2013 !

Bibliographie

[AHOLA] J. Ahola, A. Kosonen, J. Toukonen, T. Lindh, « A New Approach to Data Transmission between an Electric Motor and an Inverter », Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium

[AL AGHA] K. Al Agha, « Réseaux de capteurs d'évolution », Techniques de l'ingénieur, Référence H8500, 10 oct. 2010.

[ARANEO] R. Araneo , S. Celozzi, G. Lovat, « Design of Impedance Matching Couplers for Power Line Communications », Electromagnetic Compatibility, 2009. EMC 2009. IEEE International Symposium, Page(s): 64 – 69.

[BACHA] S. Bacha, S. Chniba, A. Hassan, M. Brunello, J-P. Ferrieux, « Modélisation grands signaux de convertisseurs à résonnance série », Journal de Physique III 2, 5 (1992), p 821-839

[BAKRAN] M. Bakran, H.-G. Eckel, P. Eckert, H. Gambach, U. Wenkemann, « Comparison of Multi-System Traction Converters for High-Power Locomotives », 35fh Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004.

[BERNING] DW. Berning, TH. Duong, MJ. Otiz-Rodrigues, A Riviera-Lopez, AR. Hefner, « High-Voltage Isolated Gate Drive Circuit for 10kV, 100 A SiC MOSFET/JBS Power Modules », IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08.

[BREHAUT-05] S. Bréhaut, F. Costa « La transmission de l'énergie et de l'information sans contact pour les drivers d'IGBTs à très haute tension, état de l'art », SATIE, 2005.

[BREHAUT-06] S. Brehaut_ « Transmission des ordres de commande des IGBTs sur la bande 2.4 GHz », rapport de stage 2006.

[BREHAUT-06-1] S. Bréhaut, F. Costa, « Gate driving of high power IGBT by wireless transmission », IPEMC 2006, International Power Electronics and Motion Control Conference, 13-16 august 2006, China.

[BREHAUT-06-2] S. Bréhaut, F. Costa, « Gate driving of high power IGBT through a Double Galvanic Insulation Transformer », congrès IEEE IECON, sept. 2006, Paris.

[CARPITA] M. Carpita, M. Pellerin, J. Herminjard, « Medium frequency transformer for traction applications making use of multilevel converter: small scale prototype test results »,IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 23-26 May 2006, pages 1095 – 1100.

[CASARIN] J. CASARIN, « Caractérisation et mise en oeuvre de composants SiC Haute Tension pour l'application transformateur moyenne fréquence en traction ferroviaire », Rapport de thèse du laboratoire LAPLACE-UMR5213, 30 Novembre 2012.

[CERAFIL].Document technique « Murata » pour les filtre céramique de la gamme « CERAFIL », *http://www.murata.com/products/catalog/pdf/p11e.pdf*

[CHAPAS-04-1] P. CHAPAS, « Traction électrique ferroviaire - Perspectives d'évolution », Techniques de l'ingénieur, Référence D5503, 10 févr. 2004.

[CHAPAS-04-2] P. CHAPAS, Marc DEBRUYNE, « Composants de l'électrotechnique en traction ferroviaire », Techniques de l'ingénieur, Référence D5530, 10 nov. 2004.

[CPLFR].CPL France, www.cpl-france.org

[DEBRU-10] M. DEBRUYNE, « Apport de l'électronique de puissance pour la traction électrique », Techniques de l'ingénieur, Référence D3278, 10 août 2010.

[DISCOURT-08] H. Discours, F. Costa « Systeme de commande pour convertisseur IGBT de forte puissance avec transmission numérique sans fil », Rapport de master IST/SPEE, 2008.

[FAN] H. Fan, H. Li, « High-Frequency Transformer Isolated Bidirectional DC–DC Converter Modules With High Efficiency Over Wide Load Range for 20 kVA Solid-State Transformer », IEEE transactions on power electronics, vol. 26, NO. 12, Decembre 2011, pages 3599 - 3608.

[FERRIEUX] JP. Ferrieux, J. Perard, E. Olivier, « Etude des convertisseurs statiques continu-continu à résonance, modélisation dynamique », Revue de Physique. Appliquée, T 20, n°5 (1985), p 255-268.

[FERRIEUX-99] J.P.Ferrieux, F.Forest, "Alimentation à découpage, Convertisseurs à résonances", éditions Dunod, 3ième édition, 1999.

[Ferroxcube] http://www.ferroxcube.com/

[FOCH] H. Foch, R. Arches, Y. Chéron, B. Escaut, P. Marty, M. Metz « Alimentations à decoupage, le transformateur dans les alimentations à découpage », Techniques de l'Ingénieur, Référence D 3164, juin 1991.

[FOCH-98] H. Foch, F. Forest, T Meynard, « Onduleurs de tension, structure, principes, applications », Techniques de l'ingénieur, D3176, Date de publication : 10 nov. 1998.

[FOCH-11] H. FOCH, H. PIQUET, P. LADOUX, « Association de cellules de commutation - Éléments de synthèse des convertisseurs statiques», Techniques de l'ingénieur, Référence D3168, 10 mai 2011.

[FOREST-98] F. Forest, T Meynard, H. Foch, « Onduleurs de tension, Structures. Principes. Applications», Techniques de l'ingénieur, D3176, Date de publication : 10 nov. 1998.

[FOREST-00] F. Forest, T Meynard, H. Foch, « Onduleurs de tension, mise en œuvre », Techniques de l'ingénieur, D3177, Date de publication : 10 août 2000.

[FUJITA], H. Fujita, M. Ishigaki, « A Resonant Gate-Drive Circuit with Optically-Isolated Control Signal and Power Supply for Fast-Switching and High-Voltage Power Semiconductor Devices » The 2010 International Power Electronics Conference, Sapporo, Japon.

[GALAI] L. Galaï [1], F. Costa [1,2], B. Revol « Isolation galvanique très haute tension pour l'alimentation d'allumeur de convertisseur multi niveaux », EPF 2012

[GALAI-11] L. Galaï, F. Costa, B. Revol, « High insulation Power supply for high-power IGBT gate drivers in a multilevel converter », PCIM Europe, Nuremberg, 17-19 mai 2011.

[GUERIN] I. Guérin Lassous, « Quelles performances pour les réseaux WiFi ? œuvre », Techniques de l'ingénieur, TE7381, 10 mai 2005.

[HERZER] R. Herzer, « Integrated gate driver circuit solutions », CIPS 2010, March, 16 – 18, 2010, Nuremberg/Germany.

[HOPERF]. http://www.hoperf.com/.

[ITURRIZ-98] F. Iturriz, P. Ladoux, « Soft switching DC-DC converter forhigh power applications », 21st International Conference on Power Electronics Automation, Motion, Drives & Control Power Quality – Nuremberg (Germany), 26-28 May 1998.

[ITURRIZ-00] F. Iturriz,.P. Ladoux, « Phase Controlled Multilevel Converters Based On Dual Structure Association », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, n°1, January 2000, pp. 92-102.

[JIAND] Jiande Wu, Chushan Li, Xiangning He, « A novel power line communication technique based on power electronics circuits topology », Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, Page(s): 681 – 685.

[JUFER] M. Jufer, « Circuits magnétiques-Principes », Techniques de l'ingénieur, Référence D1050, 10 août 2010.

[KARPIS] O. KARPIS, « Sensor for Vehicles Classification », Federated Conference on Computer Science and Information Systems (FedCSIS), pp. 785–789, 9-12 Sept. Wrocław, Poland.

[KERADEC-09] JP Kéradec, « Transformateurs HF a` n enroulements, Identification expérimentale », Techniques de l'ingénieur, Référence D3059, 10 févr. 2009.

[KERADEC-08] JP Kéradec, « Transformateurs HF à enroulements - Schémas à constantes localisées », Techniques de l'ingénieur, Référence D3058, 10 févr. 2008.

[KONAT] C. Konaté, A. Kosonen, J. Ahola, M. Machmoum, J. F. Diouris, « Power Line Channel Modelling for Industrial Application », Power Line Communications and Its Applications, 2008. ISPLC 2008. IEEE International Symposium, Page(s): 76 – 81.

[KOSSIAVAS] G. KOSSIAVAS, A. PAPIERNIK, R. STARAJ, C. LUXEY, « Antennes imprimées - Bases et principes », Référence E 3310, 10 mai 2007.

[KOSON-08] A. Kosonen, M. Jokinen, V. Särkimäki, J. Ahola, M. Niemelä, « Motor Feedback Speed Control by Utilizing the Motor Feeder Cable as a Communication Channel », SPEEDAM, pp: 131–136, 23-26May 2008.

[KOSON-10]A. Kosonen, J. Ahola, « Comparison of signal coupling methods for power line communication between a motor and an inverter », IET Electric Power Applications 2010, Vol. 4, Iss. 6, pp. 431–440.

[LADOUX] P. Ladoux, M. Mermet, J. Casarin, J.Fabre, « Outlook for SiC devices in traction converters », ESARS (Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion), Italy, 16/18 Octobre 2012, p 1 - 6

[LAGRANGE] X. Lagrange, L. Rouillé, « Technologie Bluetooth urbains », Techniques de l'ingénieur, TE7410, 10 mai 2007.

[LAGRANGE-12] X. LAGRANGE, « Principe de la transmission OFDM - Utilisation dans les systèmes cellulaires », Techniques de l'ingénieur, Référence TE 7372, 10 mai 2012.

[LAUR] JP. Laur, « Etude et conception d'un bras de pont pour convertisseur continu-continu à résonance à très haute fréquence », Rapport de thèse INP Toulouse, 27 septembre 1991

[LEDUC] J. Leduc, W. Seiler, « Alimentation des véhicules ferroviaires urbains », Techniques de l'ingénieur, D5548, 10 mai 2011.

[LEBOURGEOIS] R. Lebourgeois, « Ferrite faible pertes pour applications fréquentielles », Techniques de l'Ingénieur, Référence E1760, 10 févr. 2000.

[LEE] J.S. LEE, Y.W. SU, C.C. SHEN, « A Comparative Study of Wireless Protocols:Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi », The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Nov. 5-8, 2007, Taipei, Taiwan.

[LEFEBVRE-02] S. Lefebvre, B. Multon, « Commande des semi-conducteurs de puissance : principes », Techniques de l'ingénieur D3231, date de publication : 10 nov. 2002.

[LEFEBVRE-03] S. Lefebvre, B. Multon, « MOSFET et IGBT : circuits de commande », Techniques de l'ingénieur D3233, 10 août 2003.

[LEREDDE] A. Leredde, « Evaluation des pertes dans les convertisseurs multi niveaux » JCGE 2008 Lyon

[LGM] Le Guipage Moderne, Fil de litz, http://www.leguipagemoderne.fr/

[LU] LP Lu, « Performances and Quality of Service of PLC Networks for MV and LV distribution systems », Thèse, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006

[MAJUM] A. Majumder, J. Caffery Jr, « Power lines communications: an overview », IEEE Potentials, vol. 23, Page(s): 4 – 8, Oct./Nov. 2004.

[Magnetics] Magnetics, Ferrite material, http://www.mag-inc.com/

[MANNAH] M.A. Mannah, N. Ginot, C. Batard, M. Machmoum, « Data Transfer through the Motor Feeder Cable in an Industrial Application », Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, Page(s): 1667 - 1672

[MANNAH-11] M.A. Mannah, N. Ginot, C. Batard, M. Machmoum, « A PLC Base method for data transmission over a pulsewidth-Modulated Network », IEEE Transaction on power delivery, Octobre 2011., Vol 26, N°4, Page(s): 2259 – 2266.

[MARTIN-08] J. Martin, P. Ladoux, B. Chauchat, J. Casarin, S Nicolau, « Medium Frequency Transformer for Railway Traction : Soft Switching Converter with High Voltage Semi- Conductors », IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 11-13 June 2008.

[MARTIN-09] Martin, J.; Ladoux, P.; Chauchat, B.: Characterisation of IGBTs in Soft Commutation Mode for Medium Frequency Transformer Application in Railway Traction », PCIM'09 – Nuremberg (Germany), 12-14 May 2009.

[MICEK] J. MISEK, J. KAPITULIK, « Sensor Node for Protected Area Monitoring », Federated Conference on Computer Science and Information Systems (FedCSIS), pp. 803–807, Wrocław, Poland.

[MIZAREE] H. Mirzaee, D.Ankan, A.Tripathi, S.Bhattacharya, « Design comparison of high power medium-voltage converters based on 6.5kV Si-IGBT/Si-PiN diode, 6.5kV Si-IGBT/SiC-JBS diode, and 10kV SiC MOSFET/SiC-JBS diode », IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 17-22 Sept. 2011.

[MITTON] N. MITTON, « Réseaux de capteurs sans fil- De nouveaux défis », Techniques de l'ingénieur, Référence S 7510, 10 sept 2012.

[MULLER] G. Muller, « Traction électrique ferroviaire : le tram-train », Techniques de l'ingénieur, Référence D5552, Date de publication : 10 févr. 2008.

[MULTON-02] B. MULTON, S. LEFEBVRE, « Commande des semi-conducteurs de puissance : contextes », Techniques de l'ingénieur, Référence D3230, 10 août 2002.

[MULTON-03] B. MULTON, S. LEFEBVRE, « MOSFET et IGBT : circuits de commande », Techniques de l'ingénieur, Référence D3233, 10 août 2003.

[NAGEL] M. Nagel, C. Herold, T. Wenzel, T. Leibfried, « Combined high frequency and high voltage insulation system investigation », Conference Record of the 2006 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, 11-14 June 2006, page: 440 -443.

[NANOPHY] Document constructeur de l'entreprise ARCELOR MITTAL « Data sheet Nanocristalline cores Nanophy ».

[O'NEILL] M. O'Neill, Techniques de l'ingénieur, SiC Devices in Solar Applications », Présentation CREE, Juin 2010.

[ORTIZ] G. Ortiz, J. Biela, D. Bortis and J. W. Kolar, « 1 Megawatt, 20 kHz, Isolated, Bidirectional 12kV to 1.2kV DC-DC Converter for Renewable Energy Applications », IEEE Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, 21-24 juin 2010, pages 3212-3219.

[PERRON] JC Perron, « Matériaux ferromagnétiques amorphes et nanocristallins », Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, Référence D2150, 10 nov. 1997.

[PEZ] M. PEZ, « Comparaison des liaisons optiques et électriques», Techniques de l'ingénieur, Référence E3680, 10 août 2003.

[PIQUET] H. Piquet, M. Metz, T. Meynard, M. METZ, F. Richardeau, H. Foch, « De la gestion des contraintes de commutation à la commutation douce », Techniques de l'ingénieur, D3077, Date de publication : 10 mai 2008.

[POULICHET] P. Poulichet, F Costa, E Laboure, « High-Frequency Modeling of a Current Transformer by Finite-Element Simulation », IEEE Transactions on Magnetics, Volume: 39 , Issue: 2 , Part: 2, 2003, Page(s): 998 - 1007.

[POWEREX] http://www.docstoc.com/docs/873236/HPE-Phase-industry-day-hefner.

[RYAN] Ryan C. Edwards and Michael G. Giesselmann, « Characterization of a high power nanocrystalline transformer », Pulsed Power Conference 16th IEEE International, 2007, Vol2, p 1509 – 1512.

[ROGER 98] G. ROGER, « Antennes - Bases et principes », Techniques de l'ingénieur, Référence E 3280, 10 nov 1998.

[ROGER 99] G. ROGER, « Antennes – Différents types », Techniques de l'ingénieur, Référence E 3282, 10 mai 1999.

[STEINER] R Steiner, P.K Steimer, F Krismer, J.W.Kolar, « Contactless energy transmission for an isolated 100W gate driver supply of a medium voltage converter », IEEE 35th Annual Conference on Industrial Electronics, 2009. IECON '09.

[SABATE] V. SABATÉ, « Traction électrique ferroviaire - Convertisseurs et moteurs », Techniques de l'ingénieur, Référence D5502, 10 mai 1998.

[SAGGI-06] S. Saggini, W. Stefanutti, P. Mattavelli, G. Garcea, M. Ghioni, « Power line communication in dc-dc converters using switching frequency modulation », Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE

[SAGGI-08]S. Saggini, W. Stefanutti, P. Mattavelli, G. Garcea, M. Ghioni, « Power Line Communication in Digitally Controlled DC–DC Converters Using Switching Frequency Modulation », Industrial Electronics, IEEE Transactions, April 2008

[SARI] H. SARI, « Transmission des signaux numériques », Techniques de l'ingénieur, Référence E 7100, 10 juin 1995.

[SARRAUTE] E. Sarraute, D. Vasic, F. Costa, « Transformateurs statiques piézoélectriques », Techniques de l'ingénieur, D3015, Date de publication : 10 févr. 2005.

[SHENG] H. Sheng, Z. Chen, F. Wang, A. Millner, « Investigation of 1.2 kV SiC MOSFET for High Frequency High Power Applications », Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2010, Page(s): 1572 – 1577.

[SIGMA] Sigma designs, http://www.sigmadesigns.com/

[STG] http://www.stg.com/wireless/ZigBee_comp.html, Software technologies group

[SUREK] T.P. Surekha, T. Ananthapadmanabha, C. Puttamadappa, « Analysis of effect of Power line Channel Characteristic Parameters in Broadband Power Line Communication (BPLC) systems », Power Systems Conference and Exposition, 2009. PSCE '09. IEEE/PES, Page(s): 1 - 6

[TANG] S.C. Tang, S.Y Hui, Henry Shu-Hung Chung, « Coreless planar printed-circuit-board (PCB) transformers-a fundamental concept for signal and energy transfer », IEEE Transactions on Power Electronics, Sep 2000, vol. 15, issue 5, pages: 931 – 941.

[TANG-01] S.C. Tang, S.Y. Ron Hui, H. Shu-Hung Chung, « A Low-Profile Power Converter Using Printed-Circuit Board (PCB) Power Transformer with Ferrite Polymer Composite », IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 16 , NO: 4, Juillet 2001, Page(s): 493 - 498.

[TI-AN043]. http://www.ti.com/lit/an/swra117d/swra117d.pdf

[TOURNIER-07-1] D. Tournier, « Composants de puissance en SiC : Technologie », Techniques de l'ingénieur, D 3120, 10 Février 2007.

[TOURNIER-07-2] D. Tournier, « Composants de puissance en SiC : Applications », Techniques de l'ingénieur, D 3122, 10 Novembre 2007.

[TRAN] AT. Tran, « Modélisation de la propagation des signaux HF dans le réseau d'énergie électrique », Thèse, Ecole Centrale de Lyon, 2006

[VAN D] A. Van Den Bossche, T. Val, E. Campo « Technologie sans fil 802.15.4 - Son héritage protocolaire et ses applications », Techniques de l'ingénieur, TE7509, 10 novembre. 2011.

[VASIC] D. VASIC, F. COSTA, « Applications des éléments piézoélectriques en électronique de puissance », Techniques de l'ingénieur, Référence D3235, 10 mai 2011.

[VASIC-03] D. Vasic, F. Costa, E. Sarraute, « A New Method to Design Piezoelectric Transformer used in MOSFET & IGBT Gate Drive Circuits », IEEE PESC 2003, Accapulco Mexique.

[VASIC-06] D. Vasic, F. Costa, E. Sarraute, « Piezoelectric Transformer for Integrated MOSFET and IGBT Gate Driver », IEEE transactions on power electronics, vol. 21, no. 1, January 2006, pages. 56-65.

[VASIC-11] D. Vasic, F. Costa, « Applications des éléments piézoélectriques en électronique de puissance », Techniques de l'ingénieur, D3235, Date de publication : 10 mai 2011.

[VASIC-B] D. Vasic, F. Costa, E. Sarraute Titulaire : CNRS-SATIE
Titre : méthode de dimensionnement des transformateurs piézoélectriques.
Brevet international n°: WO 2004/102 687 A1.

[VDB] A. VAN DEN BOSSCHE, T. VAL, E. CAMPO « Technologie sans fil 802.15.4 Son héritage protocolaire et ses applications », Techniques de l'ingénieur, Référence TE 7509, 10 nov 2011.

Introduction générale

Cette thèse à fait l'objet d'une collaboration entre l'équipe EPI du laboratoire SATIE de l'ENS Cachan, le laboratoire LAPLACE et ALSTOM Transport. Dans le cadre du projet ANR « CONCIGI HT », plusieurs laboratoires ont été associés : LAPLACE à Toulouse, PRIME à Tarbes et l'IUT de Tarbes. En plus des personnes permanentes de ces laboratoires, cette étude à fait l'objet de deux thèses et d'un post doctorat.

Actuellement, l'un des principaux objectifs de l'électronique de puissance est la réduction de poids et de volume associé à l'augmentation des puissances transmises. Ces objectifs étant souvent contradictoires, des calculs d'optimisation et des choix technologiques deviennent nécessaires. Un des paramètres influant le plus sur le poids et le volume est la fréquence de fonctionnement.

Dans le domaine de la traction électrique où l'on cherche à accroître la charge payante, on constate que l'élément de la chaine d'énergie le plus pondéreux est le transformateur HT/BT. Ainsi pour réduire l'emprise de la chaine d'énergie sur la charge embarquée, il est donc impératif d'agir sur ce dispositif pour en réduire le poids et le volume.

C'est l'objet du projet CONCIGI HT. Dans ce cadre, nous visons à remplacer le transformateur classique HT à 50 Hz directement relié à la caténaire, par un système de transformateur à moyenne fréquence (5 kHz) ; on sait que l'accroissement de fréquence permet un gain substantiel de poids.

La tension caténaire maximale que l'on trouve sur le réseau Français est de 25 kV AC avec des transitoires pouvant atteindre 60 kV. L'un des aspects les plus contraignants imposé dans ce projet par la règlementation, est le respect de l'isolation galvanique de 60 kV (prenant en compte les transitoires) nécessaire au matériel se trouvant dans l'environnement proche du bus d'alimentation provenant de la caténaire. Ceci est le cas pour tous les organes constituant les convertisseurs : étages de puissance, transformateurs et drivers.

L'équipe EPI du laboratoire SATIE a développé des compétences concernant l'intégration de puissance et le développement d'allumeurs d'IGBT et de MOSFET à forte isolation galvanique. Les principaux travaux de recherche menés dans ce domaine concernent les transformateurs piézo-électriques, [VASIC-03], [SARRAUTE], [VASIC-06], [VASIC-11], [VASIC-B] et les DGIT (Double Galvanic Insulation Transformer) [BREHAUT-06-2],

[BREHAUT-06-3]. Le laboratoire SATIE a également développé des commandes de drivers par micro-ondes [BREHAUT-06-1], qui se sont montrées convaincantes quant à leur utilisation dans le domaine du ferroviaire. Ainsi dans le cadre du projet CONCIGI HT nous avons approfondi ces travaux initiaux.

La présente étude sera ainsi scindée en deux grandes parties :
L'alimentation à forte isolation galvanique pour les allumeurs des convertisseurs multi-niveaux. Pour cette partie, une étude structurelle, fréquentielle et électrique a été réalisée afin d'obtenir un dispositif optimal du point de vue du volume, du poids et des pertes, tout en respectant la principale contrainte de la tenue à la THT (Très Haute Tension).

- La transmission de la commande aux allumeurs des convertisseurs multi-niveaux, par micro-onde a été explorée.

Le premier chapitre permet de faire un bilan sur les systèmes existants et utilisés pour la réalisation des fonctions semblables à celles devant être développées dans ce projet (alimentation d'allumeurs à double isolation galvanique et commande rapide à forte isolation), leurs limites ainsi que les solutions pour les dépasser.

Le second chapitre est consacré au dimensionnement et à la caractérisation du système de transformateur à double isolation galvanique DGIT (Double Galvanic Insulation Transformer) pour l'alimentation des allumeurs. Il expose les méthodes d'optimisation paramétriques ainsi que les choix technologiques. Tout d'abord un programme permettant de choisir la structure optimale a été développé puis son modèle électrique. La structure a ensuite été réalisée. Des mesures fréquentielles sont effectuées afin de valider le modèle.

Le troisième chapitre se focalise sur le convertisseur assurant l'alimentation des transformateurs à double isolation galvanique. Dans un premier temps, une étude analytique et un modèle électrique sont proposés pour un niveau de conversion. Une généralisation pour l'alimentation des drivers de l'un des convertisseurs multi-niveaux est proposée. Cette alimentation a la particularité d'être à la fois adaptée au DGIT et à la source de tension se trouvant en amont. Celle-ci est composée de batteries permettant de pallier à des creux de tension ou des coupures courtes du réseau lors du décollement de caténaire ou de changement de section d'alimentation. Une variation de la tension d'entrée est donc à prendre en compte dans le dimensionnement de l'alimentation des DGIT.

La tenue diélectrique THT et HT est obtenue grâce à la solution développée, qui consiste à imprégner les différents transformateurs du DGIT. Un complément d'étude du système d'alimentation muni des transformateurs imprégnés est réalisé. Pour terminer, une réflexion sur le système de régulation à adopter est introduite afin de pallier la fluctuation de la tension d'alimentation.

Le quatrième chapitre décrit la méthode de transmission d'informations de commande des drivers pour remplacer l'usage de la fibre optique, classiquement utilisée mais sensible aux contraintes thermomécaniques sévères dans l'environnement d'une locomotive. Il est donc nécessaire de développer un moyen permettant de transmettre les données de commande autre que celui-ci. Outre la nécessité de devoir gérer les contraintes thermomécaniques, il doit pouvoir assurer la contrainte de transmettre en synchronisme les commandes de tous les drivers du système. En effet, les convertisseurs sont de type multi-niveaux et nécessitent un très grand nombre de drivers (jusqu'à 132). Ce qui est contraignant du point de vue de la distribution des ordres de commande.

Sommaire

CHAPITRE 1 : Mise en contexte et cahier des charges 11

I. Cahier des charges du projet CONCIGI HT 15

1. Etat de l'art des chaines de traction électrique ferroviaire 15
2. Programme de recherche 24

II. Alimentation des drivers à forte isolation galvanique 28

1. Etat de l'art des alimentations à forte isolation galvanique 28
2. Propositions pour la forte isolation galvanique des drivers 32

III. Transmission de l'information de commande pour convertisseur multi-niveaux 37

1. Etat de l'art de la transmission de commande de convertisseur 37
2. Proposition pour la commande de driver pour convertisseur multi-niveaux 41
3. Solution complète 43

CHAPITRE 2 : Etude architecturale et dimensionnement du DGIT 47

I. Principe du transformateur à double isolation galvanique 51

1. Objectifs 51
2. Principe d'isolation THT et HT 52

II. Méthode de dimensionnement d'un DGIT multi secondaires 64

1. Méthodologie de dimensionnement des noyaux magnétiques 64
2. Calcul du nombre de spires primaire du DGIT 66
3. Vérification de la distance d'isolement 67
4. Vérification du courant magnétisant 67
5. Calcul du nombre de spires secondaires 69
6. Calcul de la section des conducteurs et du nombre de couche du bobinage 69
7. Calcul des pertes Joules et des pertes fer 70
8. Algorithme de dimensionnement du DGIT 73

III. Choix paramétrique pour l'optimisation du DGIT 76

1. Choix de l'architecture 76
2. Choix du matériau magnétique 78

3. Choix de l'induction et de la fréquence d'alimentation 79
4. Choix du nombre de spires du fil pilote 83
5. Synthèse des choix paramétriques optimaux 83
IV. Etude fréquentielle du DGIT en mode différentiel 85
1. Etude fréquentielle des transformateurs du DGIT 85
2. Etude fréquentielle du DGIT multi secondaires 92
3. Comportement du DGIT imprégné 93
V. Etude fréquentielle du DGIT en mode commun 96
1. Etude fréquentielle des transformateurs du DGIT 96
2. Etude fréquentielle du DGIT en mode commun 100
VI. Conclusion 102

CHAPITRE 3 : Alimentation des allumeurs de MOSFET SiC Haute Tension 105

I. Introduction 109
1. Système d'allumeurs à alimenter 109
2. Disposition du DGIT par rapport aux allumeurs 110
II. Etude théorique de l'alimentation DC/AC/DC des allumeurs 110
1. Etude théorique du régime résonant 115
2. Etude théorique du régime quasi-résonant 116
III. Modélisation du DGIT et de son système d'alimentation 119
1. Représentation du système complet 119
2. Résultats de simulation 122
IV. Modélisation de l'ensemble alimentation et DGIT 125
1. Validation du régime résonant par la simulation circuit 126
2. Validation du régime quasi-résonant (ou discontinu) 128
3. Influence de l'imprégnation des transformateurs 129
4. Bilan expérimental de puissance 131
V. Régulation à double isolation galvanique 133
1. Systèmes existants 134
2. Modélisation du système type CPL 135
3. Résultats 140

VI. Modélisation et validation du comportement électrique face à une perturbation de mode commun 143

1. Perturbation du DGIT dans le système complet non alimenté 144
2. Perturbation du DGIT dans le système complet alimenté 146

VII. Conclusion 150

CHAPITRE 4 : Vers une commande de MOSFET SiC Haute Tension par radio-fréquence 153

I. Introduction 157

II. Définition du signal de commande pour le MOSFET SiC HT 157

III. Choix du matériel pour le dispositif de commande 159

1. Transmission à modulation de fréquence analogique 160
2. Transmission par HopeRF 161
3. Comparaison et choix du mode de transmission RF 164
   - 3.a Antenne Fouet 164
   - 3.b Antenne PCB 165
   - 3.c Comparaison des dispositifs de transmission 166

IV. Essais et résultat de la transmission RF GigaLink pour la commande de drivers 167

1. Comportement de la réception 167
2. Comportement de la réception avec écran perturbateur 169

V. Conclusion 172

CHAPITRE 1

Mise en contexte et cahier des charges

Sommaire

I. Cahier des charges du projet CONCIGI HT 15

1. Etat de l'art des chaines de traction électrique ferroviaire 15
2. Programme de recherche 24

II. Alimentation des drivers à forte isolation galvanique 28

1. Etat de l'art des alimentations à forte isolation galvanique 28
2. Propositions pour la forte isolation galvanique des drivers 32

III. Transmission de l'information de commande pour convertisseur multi-niveaux 37

1. Etat de l'art de la transmission de commande de convertisseur 37
2. Proposition pour la commande de driver pour convertisseur multi-niveaux 41
3. Solution complète 43

I. Cahier des charges du projet CONCIGI HT

Avec l'arrivée du TGV dans le réseau ferré dans les années 1980, le ferroviaire a pris un tournant décisif. Cette avancée technologique a largement impacté les temps de parcours. Celle-ci a en partie été possible grâce à l'évolution et la miniaturisation des composants électronique de puissance. Depuis, les recherches dans le domaine du ferroviaire visent à réduire toujours plus la taille et le poids de la chaine de traction, jusqu'à la dernière avancée avec l'AGV (Automotrice à Grande Vitesse).

Aujourd'hui, la volonté de poursuivre la réduction des temps de parcours est complétée par le souhait d'augmenter la capacité de remplissage d'un train, ceci ayant des conséquences importantes sur la conception des chaines de traction. L'état de l'art des chaines de traction est décrit dans les paragraphes suivant, ainsi que les solutions proposées pour remplacer certains systèmes existants par des systèmes réétudiés afin de diminuer de 30% leur encombrement.

1. Etat de l'art des chaines de traction électrique ferroviaire

Les éléments constituant l'alimentation électrique d'une locomotive sont scindés en deux principaux systèmes comme illustré à la Figure 1 :

- la chaine d'énergie assurant la traction du train.
- les auxiliaires permettant d'alimenter tous les dispositifs liés au confort des passagers.

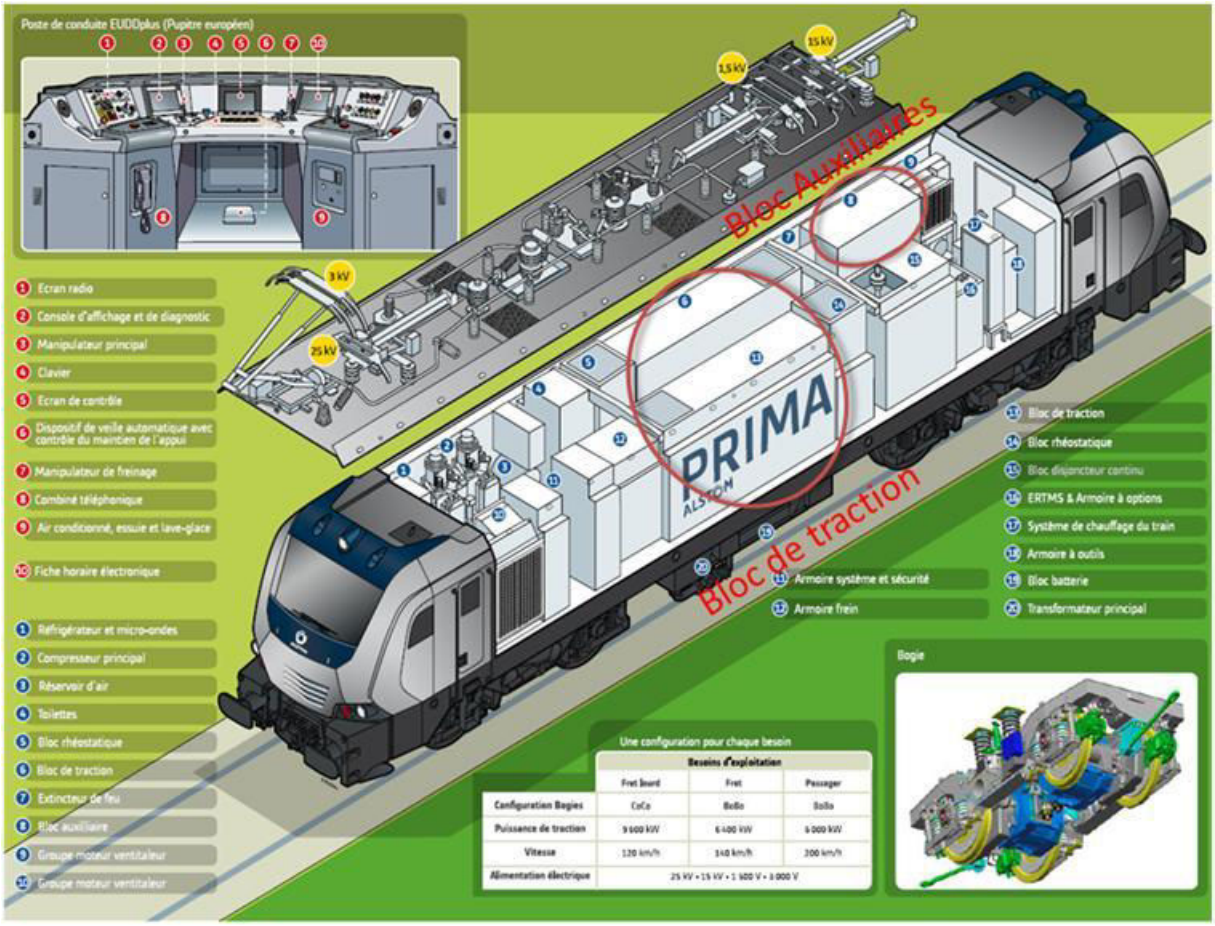


Figure 1: Dispositifs constituant les organes d'alimentation électrique d'une locomotive (doc. Alstom)

La chaine de traction est composée par :

- le captage aérien et les protections,
- l'adaptation de l'énergie électrique à l'aide d'un transformateur, sa conversion et son traitement pour la génération du couple moteur,
- le contrôle, permettant d'agir sur les convertisseurs statiques,
- le bloc moteur, communément nommé « la bogie moteur ».

Les locomotives récemment développées par ALSTOM ont l'intérêt de pouvoir adapter leur chaine de traction aux différents réseaux français de caténaires. Les prochains développements visent à réduire la taille et le poids des différents blocs constituant la locomotive, afin de pouvoir les placer sous caisse dans le but de gagner de l'espace pour accroitre la charge payante et faciliter l'exploitation et la maintenance comme représenté à la figure 2.

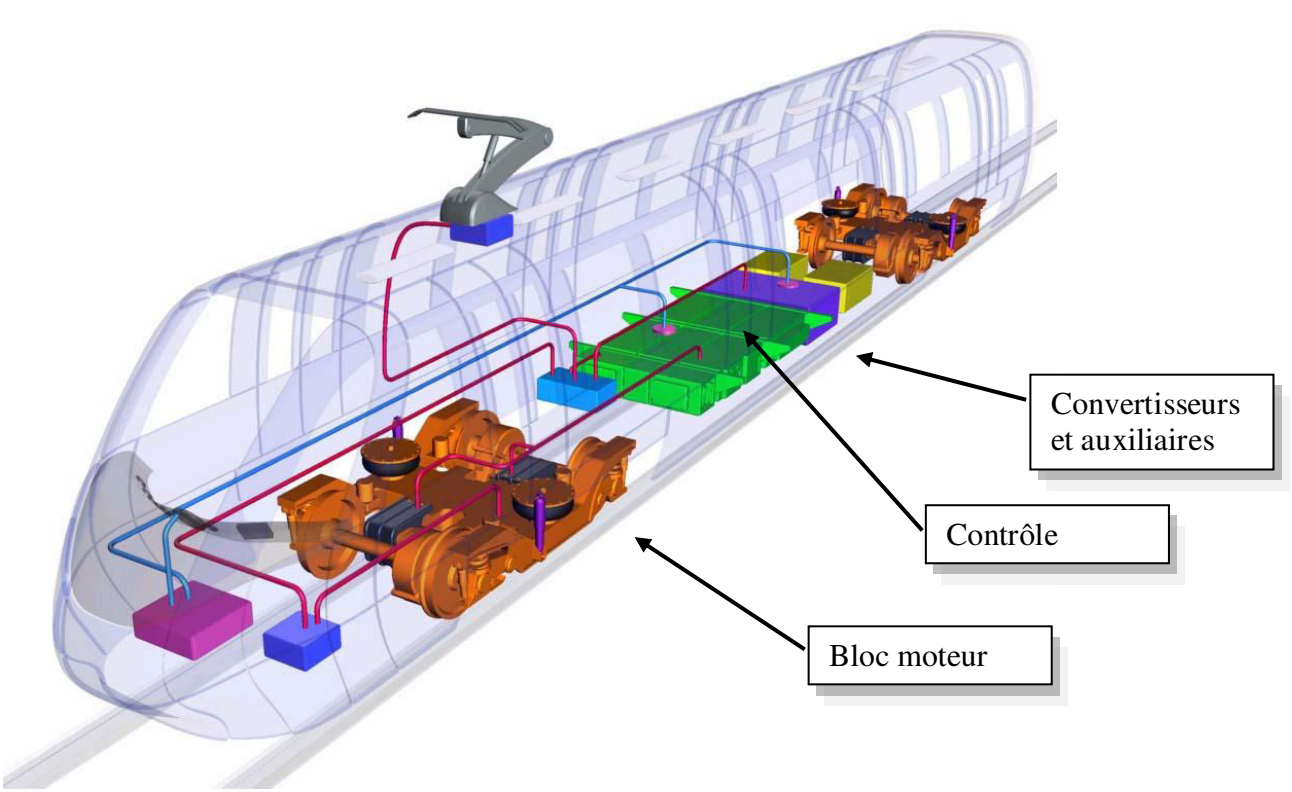


Figure 2: Chaine de traction et auxiliaires sous caisse (doc. Alstom)

Intéressons nous au transformateur d'entrée qui est un des éléments les plus pondéreux et volumineux dans l'équipement d'une motrice.



Figure 3: Transformateur embarqué

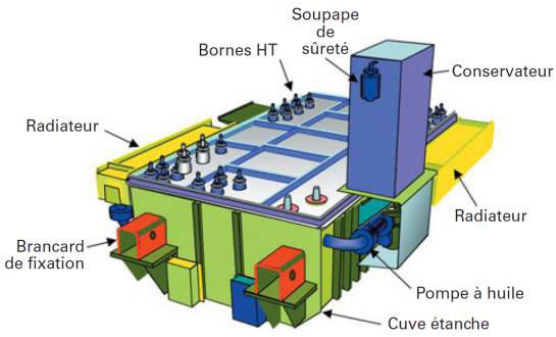


Figure 4: Transformateur de 5MVA

La fréquence de fonctionnement de ce transformateur étant de 50 Hz, son volume est donc conséquent. Celui-ci est inversement proportionnel au produit $(BxF)^{3/4}$ (B=induction maximale et F=fréquence). Le dimensionnement de ce transformateur a donc fait l'objet d'un compromis qui consiste à choisir une valeur élevée de Bmax. Il en résulte des pertes fer conduisant à un rendement de 94% contre 99% pour les transformateurs industriels [CHAPAS-04-1]. Ceci implique aussi d'utiliser un système de refroidissement volumineux comme représenté à la Figure 5. L'auteur de la référence [CHAPAS-04-1] donne le cas d'un

transformateur de 7000 kVA, dont les pertes à évacuer s'élèvent à 420 kW, soit 6% de la puissance nominale !

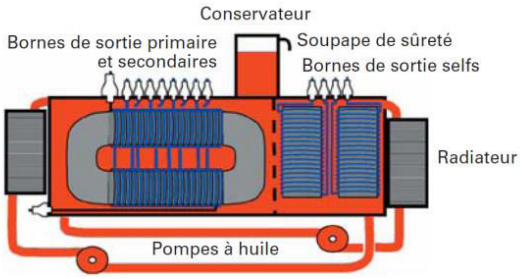


Figure 5: Schéma de refroidissement

La mise en œuvre du dispositif de refroidissement impose l'usage de fluides caloporteurs qui nécessitent une surveillance constante, ce qui ajoute des éléments à l'ensemble du transformateur. De plus certains fluides font l'objet de restrictions pour des questions environnementales. Ceci pousse les constructeurs à développer des circuits de refroidissement à eau moins performants, au détriment du volume global.

L'objectif du projet ANR CONCIGI HT est de réduire le poids du système transformateur/conversion de 30% tout en gardant les mêmes performances électriques. Cette réduction devient possible en fonctionnement moyenne et haute fréquence (20 kHz prévu pour le projet ANR CONCIGI HT). En agissant sur la fréquence d'alimentation du transformateur (cf. formule précédente) et en choisissant une valeur de Bm minimisant les pertes fer, le volume du transformateur se trouve réduit ainsi que ses pertes. Ceci permet aussi de minimiser son système de refroidissement.

Dans les réseaux ferrés européens, plusieurs niveaux de tension sont recensés :

- 25 kV AC, 50 Hz (France)
- 15 kV AC, $16^{2/3}$ Hz (Belgique, Allemagne et Suisse)
- 1500 V DC (France)
- 3 kV DC (Belgique)

Pour répondre au besoin d'adaptation de tension aux divers réseaux européens, une alimentation ajustable a été développée [CHAPAS-04-2]. Elle permet l'utilisation de la chaine de traction sur une caténaire alternative via un redresseur (Figure 6) ou directement sur une caténaire continue (Figure 7). Dans tous les cas un onduleur de tension alimente les moteurs de traction.

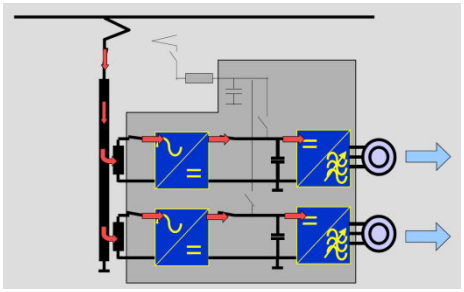


Figure 6: Chaine de traction sous tension alternative

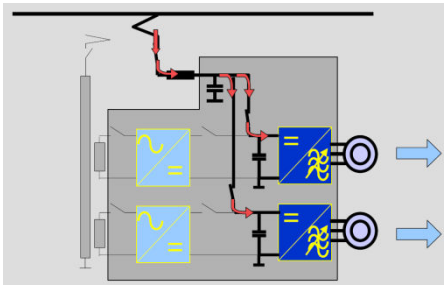


Figure 7: Chaine de traction sous tension continue

Lors du freinage, l'usage de convertisseurs 4 quadrants permet de restituer l'énergie sur la caténaire. Par sécurité, il reste toutefois la possibilité de dissiper l'énergie de freinage dans des rhéostats via un hacheur (Figure 8).

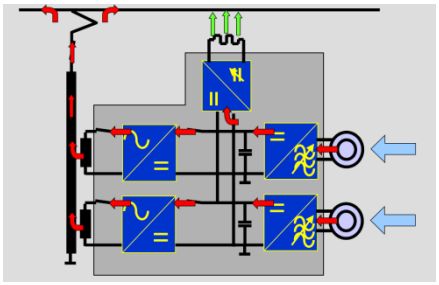


Figure 8: Chaine de traction en mode freinage

Le développement d'un convertisseur 4 quadrants à moyenne fréquence a donc été étudié, dans l'objectif de réduire la masse de l'ensemble de transformation. Une structure répondant aux critères a été proposée par [CHAPAS-04-1], elle est représentée à la Figure 9.

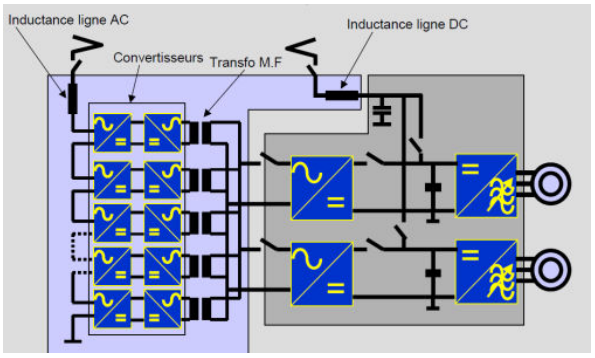


Figure 9: Chaine de traction avec un transformateur moyenne fréquence

La structure multi-niveaux de ce convertisseur permet l'usage de semi-conducteurs de tenue en tension très inférieure à la tension de la caténaire et l'entrelacement des commandes facilite le filtrage du courant prélevé [MARTIN-08], [CARPITA]. La fréquence de la tension appliquée aux transformateurs est augmentée. Tout ceci participe à la réduction du volume de la chaine de conversion. On réduit ainsi les pertes fer et on augmente le rendement de chaque transformateur, ce qui implique un système de refroidissement plus compact.

Dans le cadre du programme CONCIGI HT, une structure multi-niveaux permettant la réversibilité en puissance et le contrôle des harmoniques réseau a été proposée. Celle-ci consiste en une conversion AC/AC en courant à fréquence élevée (20 kHz), puis AC/DC en tension, tel que présenté à la Figure 10.

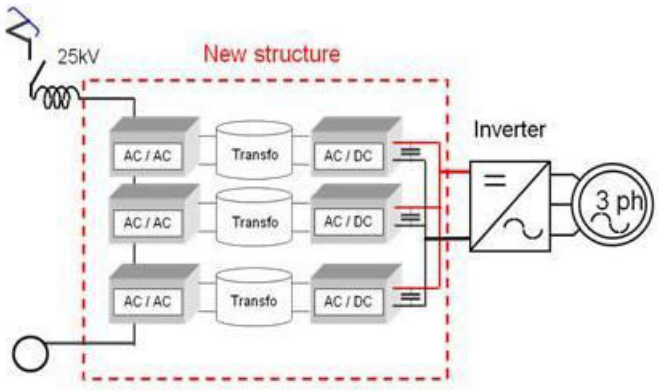


Figure 10: Convertisseur multi-niveaux à transformateurs moyenne fréquence

Afin de minimiser le nombre d'étages du convertisseur, il est intéressant d'utiliser des semi conducteurs à tenue en tension la plus élevée possible. Les semi-conducteurs de forte puissance en silicium étant limités en tension (6,5 kV) et en fréquence (quelques centaines de Hz), de nouveaux composants dit à « large bande interdite », comme le carbure de silicium (SiC), permettent d'améliorer ce domaine d'usage. Toutefois, leur coût de fabrication reste plus élevé que celui du silicium et leur disponibilité reste limitée.

L'évolution des IGBT et IGCT a permis jusqu'à maintenant de les utiliser pour des tensions atteignant 6,5 kV (Figure 11).

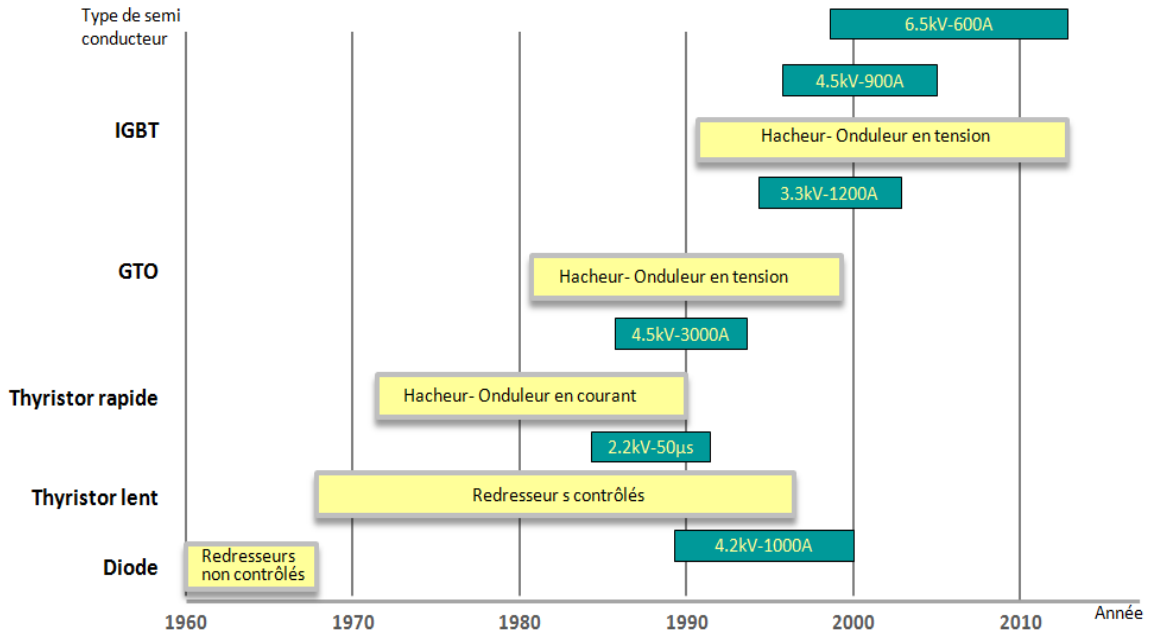


Figure 11: Evolution des semi-conducteurs utilisé en traction ferroviaire

Pour pouvoir réduire le nombre de niveaux du convertisseur, il faut maximiser la tension de fonctionnement des interrupteurs.

L'entreprise POWEREX a réalisé pour la DARPA (Defense Advanced Research Projects Agency, département de la défense des Etats Unis) un module SiC pouvant atteindre une tension de 10 kV et un courant de 110 A pour une fréquence de 20 kHz [POWEREX]. Il a été entrepris de développer pour notre projet, un composant en Carbure de silicium comparable à celui-ci.

Les composants en carbure de silicium ont montrés plusieurs avantages concernant la tenue en température, leur comportement en haute fréquence et leur comportement en commutation.

Concernant l'usage à haute température, alors que la technologie Si limite la température d'utilisation des composants à un maximum de 180°C, la technologie SiC permettrait d'atteindre théoriquement une température de l'ordre de 500°C [TOURNIER].

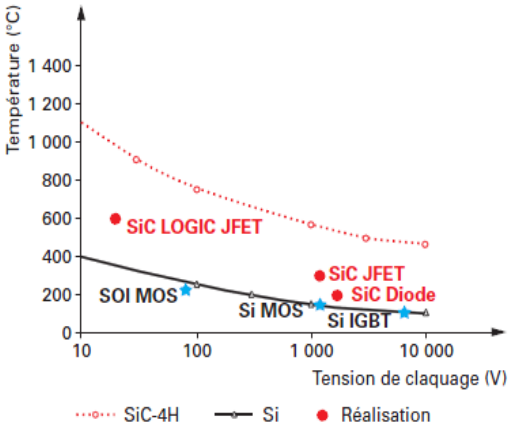


Figure 12: Comparaison de la température maximale de fonctionnement en fonction de la tenue en tension

Nous pouvons observer sur la Figure 12 que les composants SiC peuvent fonctionner à des températures plus élevées que les composants en Si, à tenue en tension donnée [TOURNIER-07-1].

Cette référence montre aussi que le comportement en haute fréquence des semi-conducteurs SiC permet un meilleur rendement que pour les composants en Silicium, tel que nous pouvons l'observer à la Figure 13.

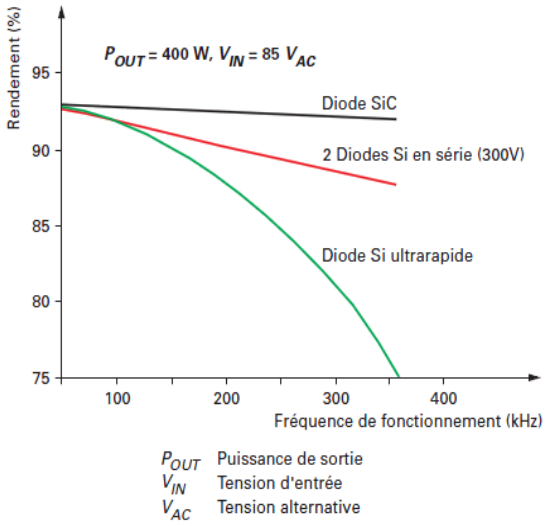


Figure 13: Rendement d'un convertisseur de type BOOST-PFC (Correcteur de Facteur de Puissance) en fonction de la fréquence de commutation des semi-conducteurs

Enfin lors des commutations, nous pouvons observer que l'amplitude maximale du courant de recouvrement inverse est très réduite pour une diode SiC, lors de son ouverture.

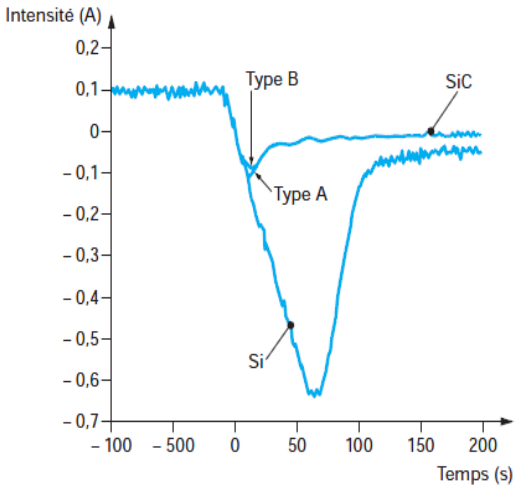


Figure 14: Forme d'ondes en commutation de deux diodes SiC PN 15kV (type A) et 19kV (type B) et d'une diode Si 400V

Grâce aux performances des composants en Carbure de Silicium, les pertes par commutation peuvent être réduites et le rendement du convertisseur de puissance amélioré.

CREE a montré [O'NEILL] que pour une redresseur de 2,4 kW fonctionnant à une fréquence de 16 kHz, il est possible de réduire les pertes jusqu'à 17 % entre les technologies Si et SiC (voir Tableau 1)

Tableau 1: Comparaison de composants Si et SiC réalisée par CREE pour un redresseur de 2.4kW/16kHz

Parameter	Units	Unit w/Si diode Rg = 39	Unit w/SiC diode Rg = 22
IGBT Switching Loss	Watts	12.67	6.23 (-51%)
Diode Switching Loss	Watts	1.36	0.01 (-99%)
Overall Inverter Loss	Watts	121.2	100 (-17%)

Le banc d'essais représentatif d'un niveau de conversion, actuellement développé par le laboratoire PRIME (Figure 15) contient des modules composés d'un transistor Si et d'une diode SiC à tenue en tension de 6,5 kV/200 A.

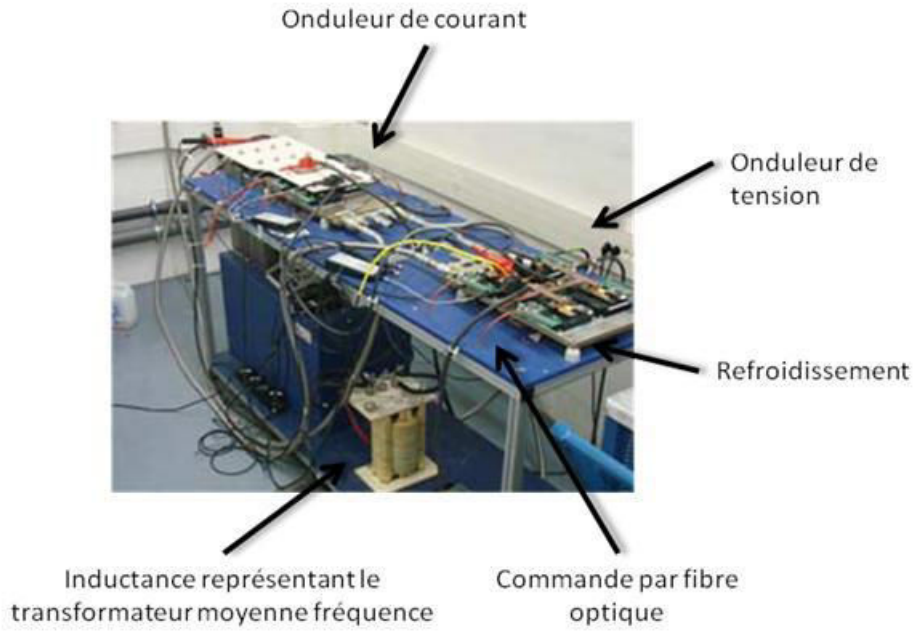


Figure 15: Banc d'essais pour un niveau de conversion (doc. Alstom)

Pour le projet ANR CONCIGI HT, un module entièrement en Carbure de Silicium a été développé pour une tension d'application de 10 kV.

De plus les composants SiC ont un meilleur maintien du point de vue de la température, ce qui simplifie et réduit l'effort de refroidissement [TOURNIER-07-2].

2. Programme de recherche

Cette thèse s'inscrit dans le projet CONCIGI HT dont le but est de réduire le volume et le poids du dispositif de transformation et de conversion. Il a été décidé par le consortium LAPLACE, ALSTOM Transport et SATIE, de réunir le module de transformation et une partie du module de conversion. Cette étude a été fragmentée de la façon suivante (Figure 16) :

- Tache n°1 : Etude du packaging des semi conducteurs de puissance,
- Tache n°2 : Etude des semi-conducteurs de puissance (développement de MOSFET SiC et de diodes SiC atteignant un maximum de 10 kV/80 A ou un minimum de 6,5 kV/80 A),
- Tâche n°3 : Etude de l'alimentation et de la commande des drivers,
- Tâche n°4 : Etude du transformateur moyenne fréquence pour un isolement de 60kV et sans huile,
- Tâche n°5 : Etude du refroidissement,

- Tâche n°6 : Design et intégration d'un bloc élémentaire.

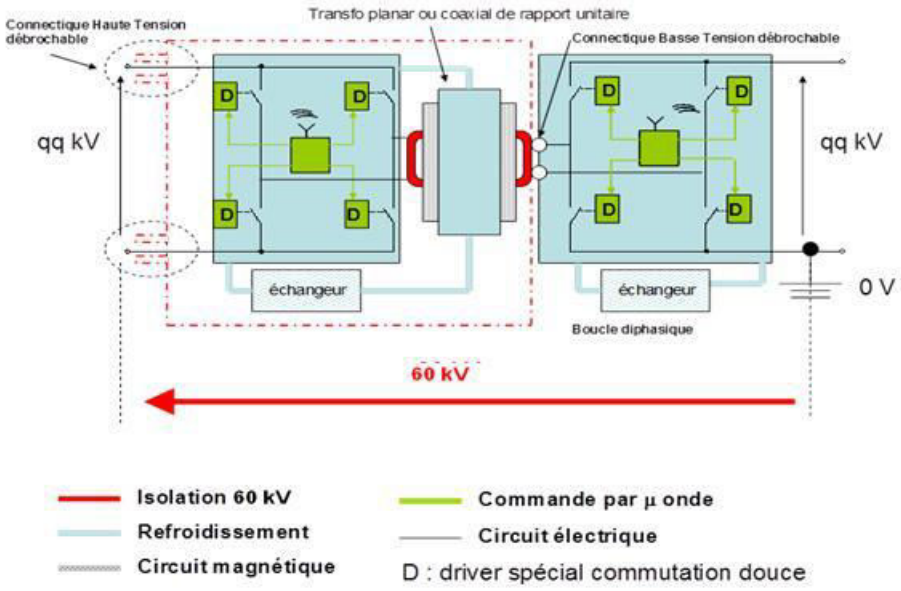


Figure 16: Schéma de principe pour un étage de conversion et de transformation

La partie traitée dans cette thèse est l'« étude de l'alimentation de la commande des drivers » (Tâche n°3).

Plusieurs contraintes ont été imposées :

- La maintenance et la mise en œuvre de tous les dispositifs doivent être facilitées au maximum,
- Le volume et le poids doivent être minimisés,
- Le rendement doit être le plus élevé possible,
- Une isolation galvanique de 60 kV liée à l'environnement direct de l'installation du module transformation/conversion (Bus bar lié directement à la tension caténaire dont le maximum est de 25 kV alternatif avec des transitoires pouvant atteindre 60 kV),
- Un deuxième niveau d'isolation galvanique est imposé par le niveau de tension des interrupteurs, c'est-à-dire de 10kV.

Certains éléments ont été fixés suite à différentes études [MARTIN-08], [MARTIN-09], [CASARIN], [ITURRIZ-98], [ITURRIZ-00] :

- Le convertisseur de courant doit permettre, en phase de freinage, de renvoyer l'énergie dans la caténaire. Pour ceci, ce convertisseur doit pouvoir fonctionner dans les quatre quadrants (imposant de positionner deux MOSFET ou IGBT tête bêche pour réaliser le

fonctionnement 4 segments). Ce qui n'est pas une nécessité pour le convertisseur de tension dont les interrupteurs sont à 3 segments.

- La distance maximum entre les interrupteurs de l'onduleur de tension et de l'onduleur de courant peut atteindre 3 mètres (Figure 16).

La structure multi-niveaux développée pour ce projet, a pour avantage de fonctionner en ZVS et ZCS (Figure 17), ce qui limite les pertes et permet d'obtenir un bon rendement à fréquence élevée.

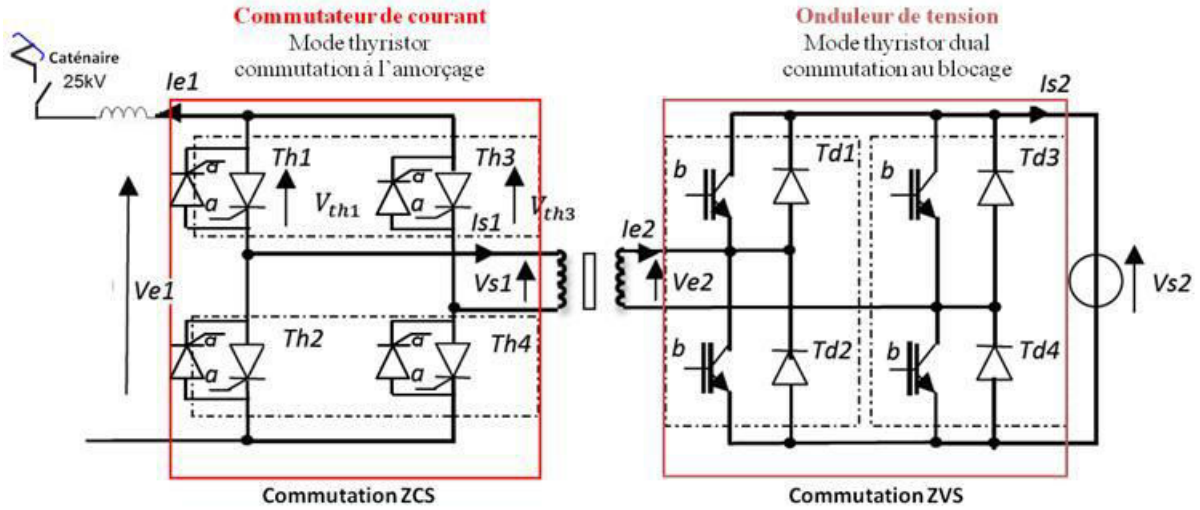


Figure 17: Un niveau du convertisseur multi-niveaux

Le commutateur de courant étant commandé à l'amorçage, le blocage se fait donc de façon spontanée au passage à zéro du courant (commutation ZCS). L'onduleur de tension étant commandé au blocage, l'amorçage se fait donc de façon spontanée au passage à zéro de la tension (commutation ZVS). Ces commutations spontanées sont possibles grâce à la commande à phase variable décalée entre les deux onduleurs.

Chaque onduleur fonctionne à la même fréquence et avec un rapport cyclique de 1/2, le réglage de transfert de puissance est obtenu grâce au décalage des fonctions de modulation de chaque onduleur. Cette stratégie assure les fonctionnements en commutation douce et les modes de réversibilité souhaités. Les formes d'onde caractéristiques idéalisées du fonctionnement sont données à la Figure 18.

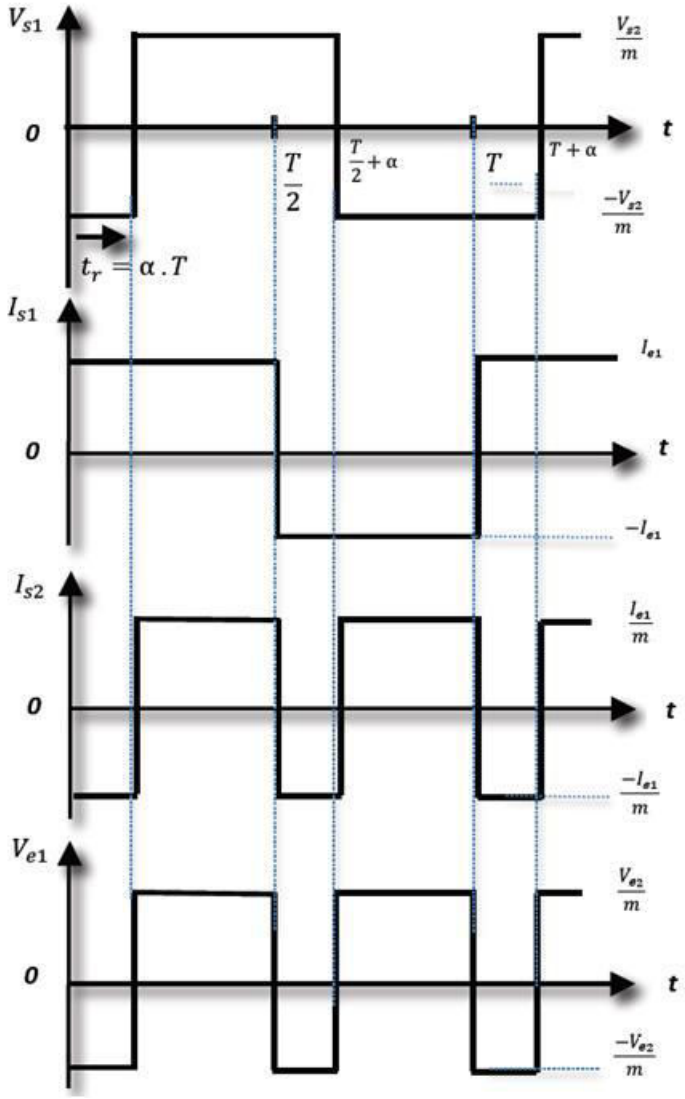


Figure 18: Forme d'onde du convertisseur multi-niveaux avec commande à décalage de bras

Les deux taches à réaliser étant à la fois l'alimentation et la transmission de signal aux drivers des multiples interrupteurs. Un état de l'art de chacune de ces fonctions a été réalisé.

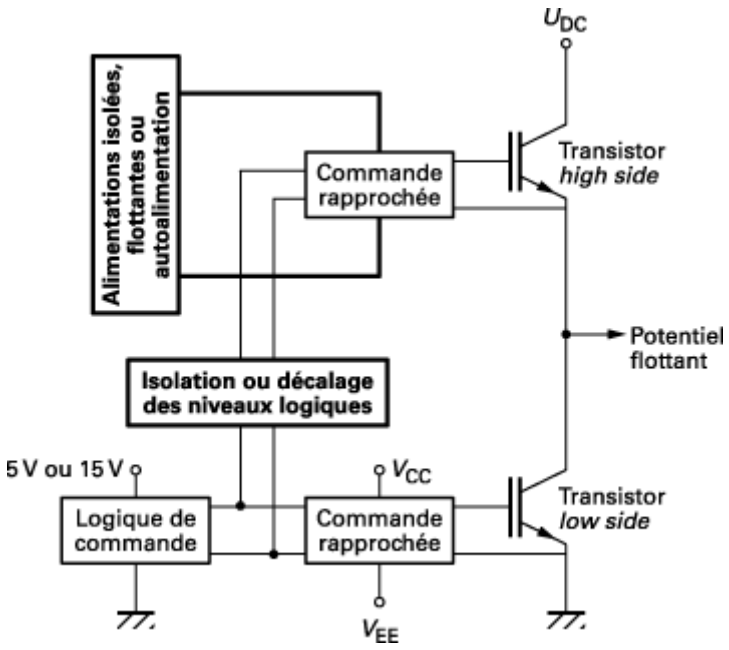


Figure 19: Principe d'alimentation et de commande d'un bras de conversion de Transistor MOS

L'isolation de la commande et de l'alimentation des allumeurs devient nécessaire lorsque les interrupteurs sont placés sur un bras d'onduleur comme nous pouvons le voir sur la Figure 19. La référence de l'interrupteur haut n'est plus à « 0 » mais au niveau de la tension de l'interrupteur bas (10 kV dans notre application). Il est donc essentiel d'imposer une alimentation flottante pour l'interrupteur haut du bras de conversion et d'étudier à la fois l'isolation de l'alimentation des allumeurs ainsi que l'isolation de leur commande.

II. Alimentation des drivers à forte isolation galvanique

1. Etat de l'art des alimentations à forte isolation galvanique

Nous allons à présent lister les différentes techniques pour assurer l'alimentation et l'isolation d'un driver.

La technique Bootstrap permet de créer un décalage entre deux niveaux de tension à l'aide d'un condensateur qui se charge à la tension de grille de l'interrupteur et crée ainsi une référence flottante (Figure 20) [LEFEBVRE-02]. Au vu des tensions appliquées dans le projet (10 kV), il n'est donc pas réalisable à cause de la limitation technologique des condensateurs existants qui conduirait à un volume rédhibitoire du driver. De plus ce principe limite le rapport cyclique.

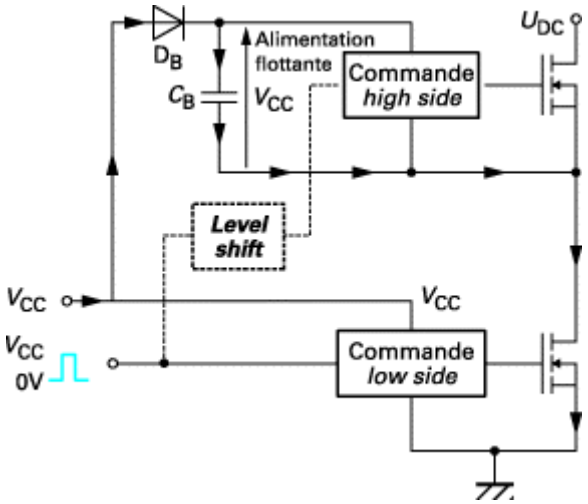


Figure 20: Principe d'alimentation d'un bras de pont

Une deuxième technique consisterait à utiliser un transformateur. En cas de besoin de forte isolation galvanique du transformateur, on utilise habituellement un liquide diélectrique tel que l'huile silicone (rigidité diélectrique de 15 kV/mm) [NAGEL], ou un gaz dont la rigidité diélectrique est supérieure à celle de l'air (CF4 par exemple, rigidité de 17 kV/mm contre 3 kV/mm pour l'air).

Le désavantage de l'huile est sa sensibilité à l'humidité environnante et aux impuretés se détachant des parois du contenant causé par le vieillissement ou par le stress mécanique.

Le désavantage du gaz à forte rigidité diélectrique est sa toxicité à haute température. D'autre part, le conditionnement spécifique (étanchéité forte) rend ces deux solutions inappropriées au milieu ferroviaire qui subit à la fois des contraintes mécaniques, climatiques et thermiques.

Dans le contexte de l'alimentation des drivers (quelques Watts), un transformateur à air permettrait aussi d'assurer la transmission de puissance mais, l'absence de matériau magnétique diminue considérablement la valeur de l'inductance magnétisante, ce qui accroit la puissance apparente, augmentant les pertes cuivre et diminuant considérablement le rendement du système complet sans résoudre la question du volume [TANG].

Récemment, un transformateur fortement isolé a été réalisé par le National Institute of Standards Technology (NIST) de Gaithersburg [BERNING] pour des applications telles que celles réalisées par la DERPA (Defense Advanced Research Projects Agency, département de la défense des Etats Unis). L'objectif de cette recherche consiste à réaliser un circuit isolé de commande de grille pour des interrupteurs fort courant et haute tension, développés pour un module composé de MOSFET/JBS SiC 10 kV, 100 A fonctionnant à 20 kHz. Cette alimentation de drivers a été dimensionnée pour une isolation de 30 kV.

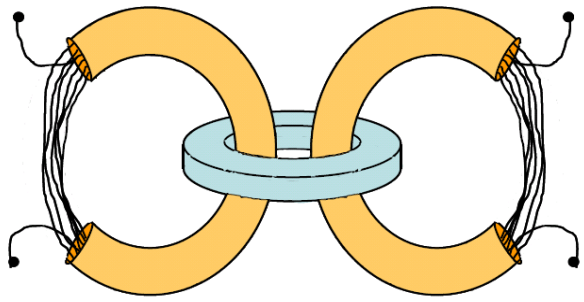


Figure 21: Design transformateur 10 kV avec faible capacité et forte tension

Le transformateur développé pour ce cahier des charges se compose d'un primaire à N spires placé dans une gaine isolante (même procédé au secondaire). Cette structure permet d'obtenir une forte isolation galvanique grâce à la tenue diélectrique du matériau isolant et à la distance séparent la gaine contenant les spires primaires de la gaine contenant les spires secondaires. Cette structure permet également de minimiser la capacité entre le primaire et le secondaire, et réduit le courants conduits de mode commun. Cependant la structure du transformateur est atypique (Figure 21) et reste difficile à réaliser industriellement.

Un autre type de transformateur fortement isolé pour une toute autre gamme de puissance a été développé par le laboratoire PESL de Zurich pour une application liée à l'énergie renouvelable. Il s'agit d'un transformateur de puissance apparente nominale de 1 MVA, 20 kHz isolé à 10 kV [ORTIZ]. Ce transformateur assure l'isolation galvanique au niveau du convertisseur DC/DC à étage intermédiaire moyenne fréquence pour un système à récupération d'énergie provenant d'une éolienne.

Trois structures ont été étudiées par le laboratoire PESL [ORTIZ] afin de répondre au critère d'isolation galvanique de 10 kV, tout en minimisant les pertes. Elles prennent en compte le refroidissement qui permet de maintenir une température stable pour ne pas altérer les propriétés des différents composants ainsi que les effets de peau et de proximité qui jouent un rôle principal pour les pertes cuivre.

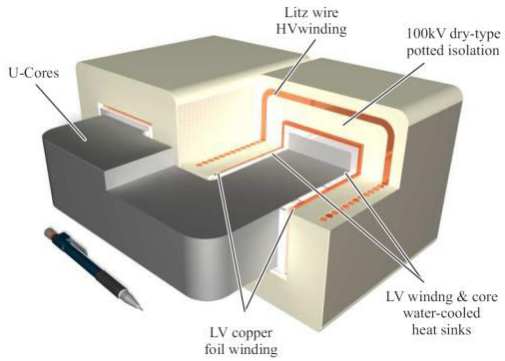


Figure 22: Transformateur "core type"

Dimensions: 294 mm x 284 mm x 141 mm. Pertes fer: 1,26 kW, Pertes cuivre : 1,55 kW.

Dans la structure « core type » (Figure 22), l'isolation est réalisée en plaçant une couche d'isolant sec (Mica) entre le primaire et le secondaire du transformateur. Il est constitué d'un seul noyau magnétique sur lequel les enroulements sont placés sur deux jambes du noyau magnétique. le fil de litz a été choisi pour l'enroulement HT.

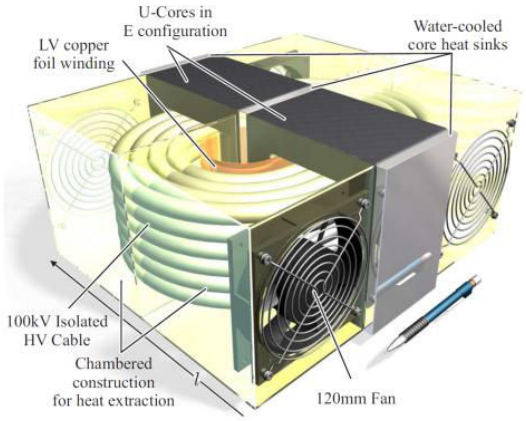


Figure 23: Transformateur "shell type"

Dimensions: 358 mm x 324 mm x 163 mm.
Pertes fer: 1,83 kW, Pertes cuivre : 1,93 kW

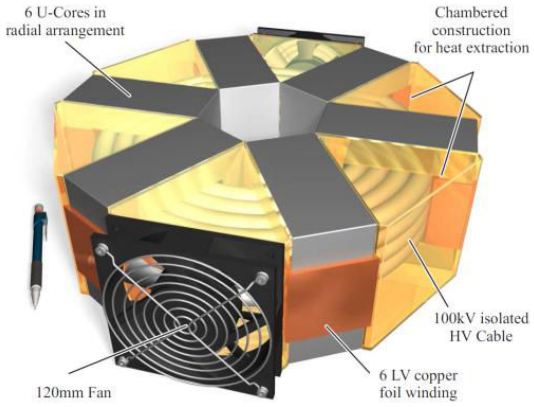


Figure 24: Transformateur "matrix"

Diamètre extérieur = 396 mm, Hauteur=120 mm.
Pertes fer: 2,23 kW, Pertes cuivre 2,28 kW.

Dans la structure « shell type » (Figure 23), l'isolation est réalisée grâce à la gaine du câble HT. Ce transformateur est constitué de deux noyaux magnétiques en U et un en I formant un noyau en E. L'enroulement BT est réalisé à l'aide de feuillard de cuivre disposé autour de la jambe centrale du noyau magnétique, l'enroulement HT multibrins est réalisé autour de l'enroulement BT.

Dans la structure « matrix » (Figure 24), l'isolation est réalisée grâce à la gaine du câble HT. Ce transformateur est constitué de six noyaux magnétiques. L'enroulement HT est bobiné autour d'une jambe des noyaux magnétiques, disposant ainsi les jambes de ces noyaux comme un noyau central. Sur l'autre bras de chaque noyau est disposé l'enroulement BT, séparant ainsi le courant BT en 6.

Les auteurs de l'étude rapportent que de ces trois structure, la « core type » est la plus performante du point de l'association volume/pertes (4,3 l/ 2,81 W).

Ce transformateur est encore en phase de réalisation.

L'objectif le plus contraignant de notre projet est d'obtenir une isolation de 60 kV et la nécessité d'avoir un système facile à entretenir donc à démonter. De ces points de vue les structures développées par le NIST et le PESL de Zurich ne nous conviennent pas. Toutefois

l'idée d'utiliser une gaine fortement isolante pour les bobinages sera envisagée et développée dans le chapitre 2.

2. Propositions pour la forte isolation galvanique des drivers

La Figure 25 présente la problématique d'une nécessité de double isolation galvanique. Chaque niveau étant alimenté sous 10 kV, les drivers d'un bras d'onduleur doivent donc être isolés entre eux à cette valeur. Par ailleurs, la liaison à la caténaire des étages de puissance impose une isolation de 60 kV des drivers par rapport à la terre.

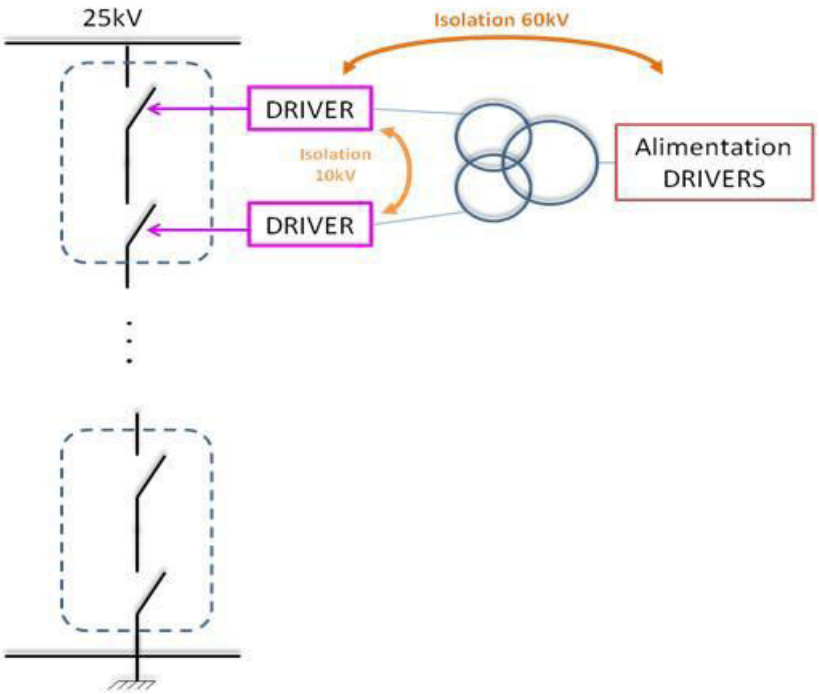


Figure 25: Contrainte d'isolations galvaniques sur le convertisseur multi-niveaux

Deux niveaux d'isolation galvanique étant nécessaires, nous avons envisagé deux solutions :

- Un transformateur à double isolation galvanique à noyau magnétique simple (Figure 26),
- Un transformateur à double isolation galvanique à double noyau magnétique (Figure 27).

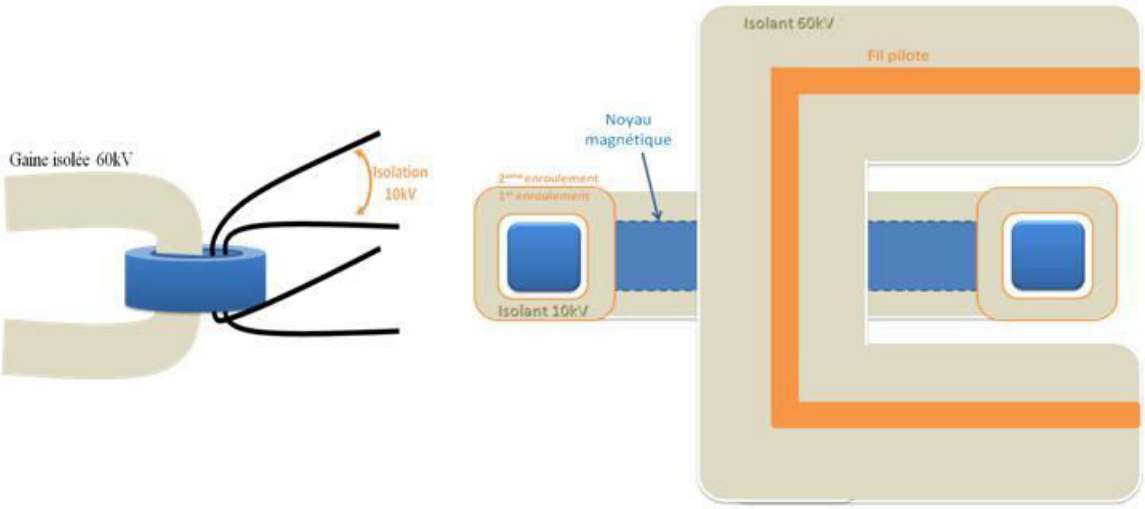


Figure 26: Transformateur à double isolation galvanique à noyau magnétique simple

L'architecture proposée Figure 26 permet de réaliser le premier niveau d'isolation à l'aide de l'enroulement primaire isolé par une gaine 60 kV. Le second niveau d'isolation à 10 kV est obtenu par isolation classique entre les enroulements secondaires. Cette organisation du transformateur conduit à un fort surdimensionnement du circuit magnétique qui doit loger un volume d'autant plus important de diélectriques qu'il y a de spires primaires (Figure 26).

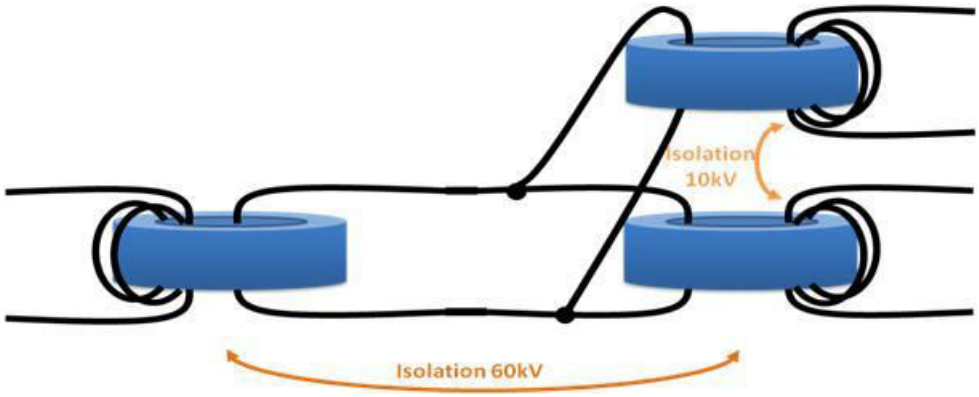


Figure 27: Transformateur à double isolation galvanique (DGIT) à noyau magnétique double

Afin de remédier à cet inconvénient, nous proposons une seconde architecture, représentée à la Figure 27. Elle permet de réaliser un premier niveau d'isolation (60 kV) à l'aide d'un premier enroulement, composé de plusieurs spires au primaire et une spire au secondaire, et un second niveau d'isolation (10 kV) à l'aide d'un second enroulement composé d'une spire primaire et plusieurs spires secondaires [BREHAUT-06-2]. Ceci revient donc à faire une isolation galvanique THT et plusieurs isolations galvaniques HT à l'aide d'enroulements sur des noyaux magnétiques secondaires au niveau de chaque driver à alimenter. Le fil reliant le premier transformateur au deuxième est appelé le « fil pilote ».

Les deux solutions proposées pour l'isolation THT et HT sont étudiées et comparées dans le chapitre 2.

Dans le cas de la solution à deux noyaux magnétiques, la question de répartition des capacités se pose (Figure 28), car elles sont déterminantes pour la répartition des potentiels statiques.

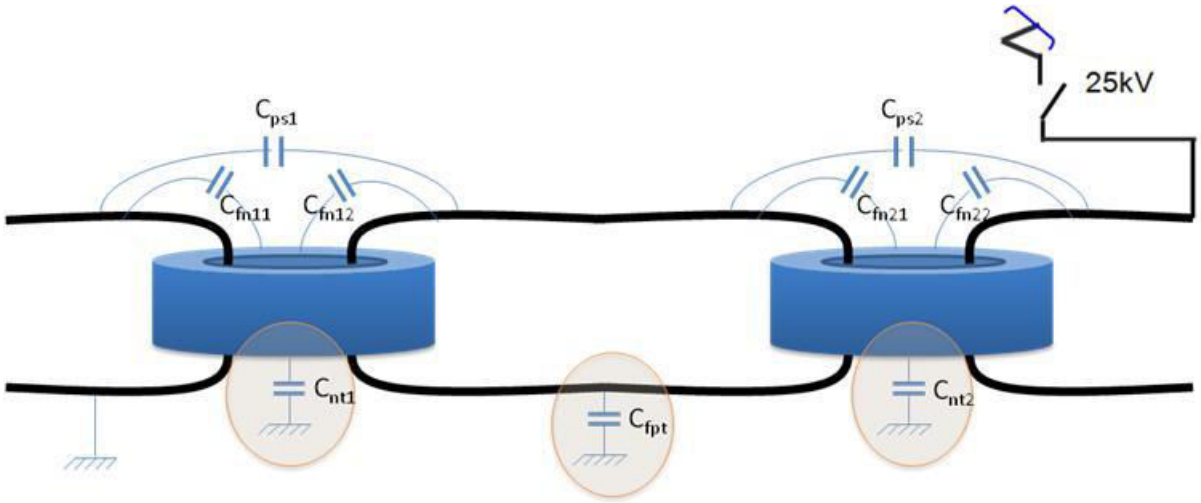


Figure 28: Répartition des capacités dans un DGIT

En effet, le courant de mode commun et la répartition des potentiels varient en fonction de l'emplacement et de la valeur des capacités parasites. Une réflexion sur les différentes liaisons à la terre est donc importante à avoir. Sur les Figure 28 et Figure 29 nous pouvons voir la répartition des capacités dans un système à double isolation galvanique avec deux noyaux magnétiques. Le modèle établi à la Figure 29 correspond à la topologie des transformateurs mis en œuvre dans ce projet et aux matériaux qui les composent. Les différentes capacités représentées dans les Figure 28, Figure 29 et Figure 30, sont calculées à partir des coefficients déterminés par les mesures effectuées sur un transformateur à noyau nanocristallin (perméabilité 70 000) enrobé d'une couche de 1 mm de résine époxy, ses dimensions sont de 34,8 x 29,5 x 21mm. Le nombre de spires primaires est de 10 et le nombre de spires secondaires est unitaire.

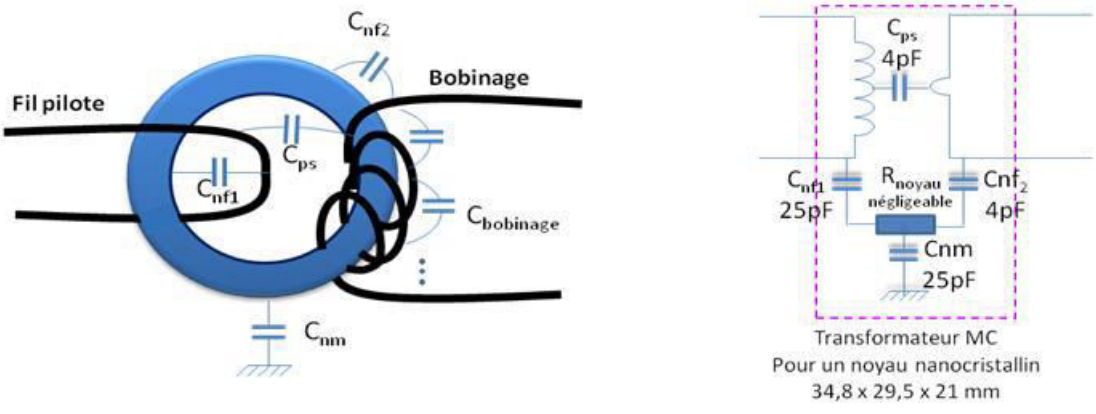


Figure 29: Répartition des capacités dans un transformateur du DGIT

Le schéma équivalent des capacités présentes dans le système à double noyau magnétique est représenté à la Figure 29. Nous avons défini :

- La capacité entre le noyau et le fil du bobinage primaire (C_{nf1}),
- La capacité entre le noyau et le fil du bobinage secondaire (C_{nf2}),
- La capacité entre le fil du bobinage primaire et le fil du bobinage secondaire (C_{ps}),
- La capacité entre le noyau magnétique et le plan de masse (C_{nm}),

La différence de potentiel maximum possible entre le primaire et le secondaire peut atteindre 60 kV. On minimise les capacités parasites par un positionnement adapté des bobinages. Le fil pilote a donc été placé au centre du noyau magnétique avec un enroulement unitaire et le bobinage est réalisé sur le pourtour du noyau magnétique. Les deux transformateurs ont la même topologie inversée entre le primaire et le secondaire. Un positionnement fixe des bobinages par rapport au noyau magnétique permet de figer les valeurs des capacités C_{nf1}, C_{nf2} et C_{ps}. La valeur de la capacité C_{nm} pourra varier en fonction de la distance se trouvant entre le plan de masse et le noyau magnétique.

Nous pouvons voir à la Figure 30 la représentation des potentiels dans le cas d'utilisation des transformateurs précédemment modélisés. Dans ce schéma, les potentiels des deux noyaux magnétiques sont flottants. Le matériau du noyau magnétique étant du nanocristallin, sa résistance est considérée comme négligeable.

Ils sont positionnés directement sur le plan de masse et le fil pilote est positionné à une hauteur variable au dessus du plan de masse.

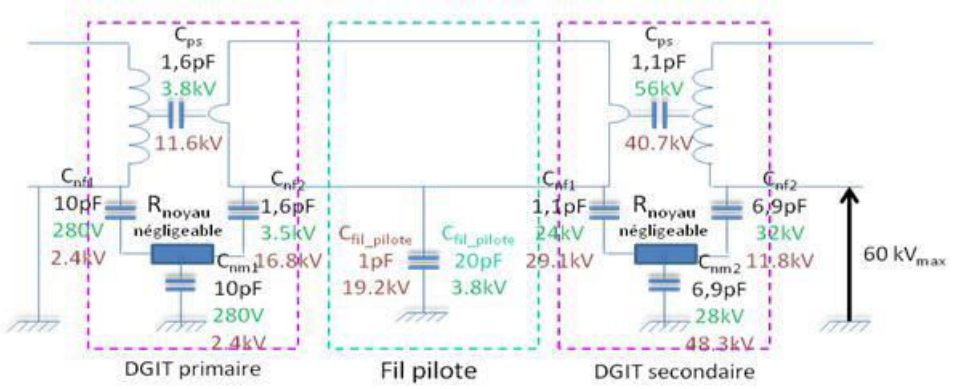


Figure 30: Répartition des potentiels dans le DGIT à 1 secondaire

Pour rappel, le potentiel maximum possible dans circuit à alimenter peut atteindre jusqu'à 60 kV (valeur maximale du transitoire de la tension caténaire).

En agissant sur la capacité de mode commun du fil pilote, nous allons faire varier la tension à ses bornes et ainsi nous pourrons réduire cette contrainte de tension subie. Pour ceci, il faut augmenter la distance entre le fil pilote et le plan de masse, nous avons donc étudié deux cas :

- Le fil pilote placé à 1 cm du plan de masse (C_{fil_pilote} = 20 pF, valeurs en vert sur la Figure 30), la capacité de mode commun du fil pilote voit à ses bornes une tension de 3,8 kV, ce qui réduit de façon considérable le niveau de tension à supporter par le transformateur primaire mais accroît celui du secondaire.
- Le fil pilote placé à environ 38 cm du plan de masse (C_{fil_pilote} = 1 pF, valeurs en rouge sur la Figure 30), la tension aux bornes de la capacité de mode commun du fil pilote augmente pour atteindre la valeur de 19,2 kV et permet une répartition plus homogène des tensions entre le transformateur primaire et le transformateur secondaire.

Ainsi, d'après la répartition des potentiels d'un DGIT1 présentées en rouge et vert à la Figure 30, nous remarquons que le transformateur secondaire est celui qui subit toujours les ddp les plus élevées.

Une réflexion sur la répartition des capacités dans les transformateurs et dans le fil pilote s'impose.

La configuration la plus favorable pour un DGIT multi-secondaires est celle que l'on peut observer à la Figure 31 (nous y reviendrons au Chapitre 2).

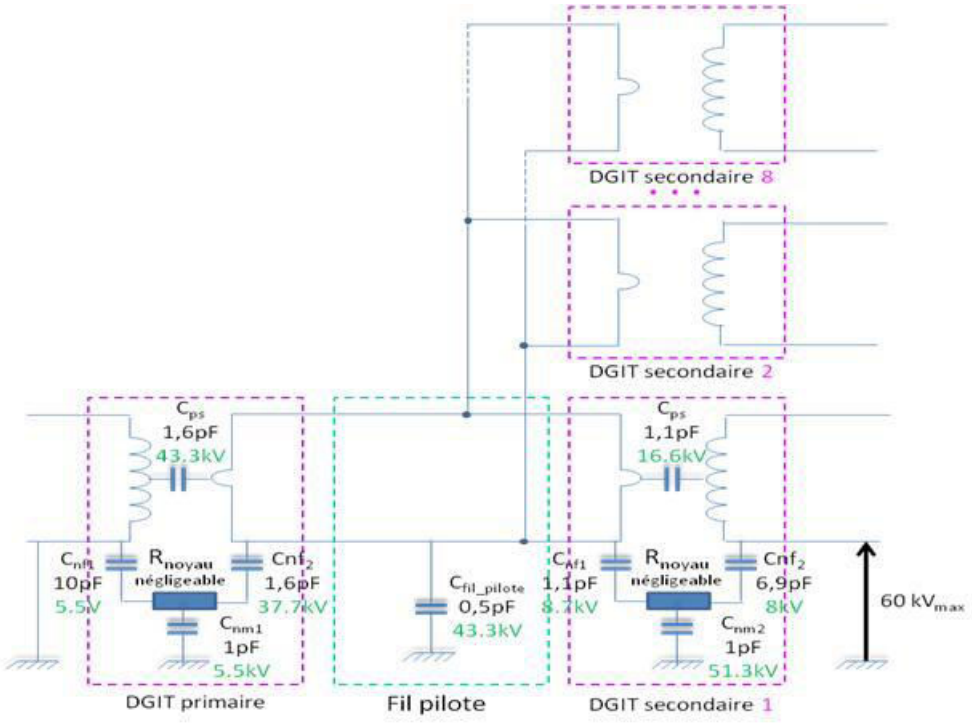


Figure 31: Répartition des potentiels dans le DGIT à 8 secondaires

L'objectif de la répartition des potentiels dans notre cas, est de positionner les plus fortes ddp au transformateur primaire du DGIT afin de réduire au maximum la taille des noyaux magnétique des transformateurs secondaires du DGIT.

Dans le cas qui nous concerne où 8 drivers sont à alimenter pour chaque onduleur, il est nécessaire de mettre en parallèle 8 transformateurs secondaires (le choix de la mise en parallèle des secondaires est exposé au chapitre 2). La répartition des capacités parasites et des potentiels varient fortement. En effet, lorsque l'on place huit secondaires en parallèle, cela revient à multiplier par huit chaque composant capacitif équivalent du transformateur secondaire. Ceci agit sur la répartition des potentiels en basculant les potentiels les plus élevées du coté du transformateur primaire. Ainsi, pour réduire au maximum la tension supportée par le second transformateur, nous avons réduit au maximum les capacités de mode commun entre les noyaux magnétique et la masse. Ceci revient à éloigner les transformateurs d'environ 30 cm de la masse. Enfin la dernière action est réalisée sur la distance entre le fil pilote et la masse. Comme nous l'avons vu dans le cas précédent, plus la valeur de cette capacité est faible et plus les potentiels au niveau du transformateur secondaire seront faibles. Nous devons donc réduire cette capacité à 0,5 pF, ce qui revient à éloigner le fil du plan de masse d'environ 40 cm.

L'isolation galvanique de l'alimentation des drivers de puissance étant traitée, l'isolation du signal de commande des drivers reste à être développée.

III. Transmission de l'information de commande pour convertisseur multi-niveaux

1. Etat de l'art de la transmission de commande de convertisseur

Comme nous pouvons le voir à la Figure 32, le circuit de commande doit aussi recevoir les signaux de commande sans rompre l'isolation galvanique. Différentes techniques existent : optocoupleur, transformateur d'impulsion, transformateur pièzo électrique [VASIC] et fibre optique [LEFEBVRE-02], [MULTON-02], [MULTON-03]. Le transformateur d'impulsion est une solution qui n'est pas bien adaptée aux fortes contraintes d'isolement.
La fibre optique est généralement adoptée (ou transformateur d'impulsion) pour assurer des niveaux élevés d'isolation [PEZ], de plus elle permet la transmission de gros volumes de données logiques (jusqu'à 1Gb/s).

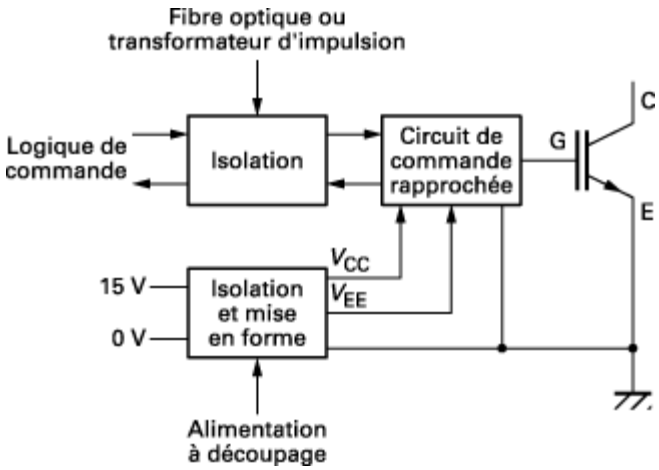


Figure 32: Principe d'alimentation et de commande d'un IGBT

Cependant la limitation de la fibre optique dans l'environnement de l'application est la sensibilité mécanique. En effet dans le domaine du ferroviaire, toute la structure électrique est sollicité mécaniquement. Elle doit être solide et fiable afin de conserver la fonctionnalité des composants. A défaut d'autre solutions, la fibre optique est toujours utilisée, cependant il est intéressant d'envisager d'autres moyens de transmission d'information à forte isolation galvanique.

Un autre type de moyen de transmission d'informations est la liaison par radio-fréquence (RF). Aujourd'hui celle-ci n'est pas utilisée pour la commande de convertisseurs statiques.
Elle est principalement employée pour transmettre des données de type images (télévision, caméra, etc…) et voix (radio, téléphones portables, etc…) via le faisceau hertzien. Celles-ci demandent un emploi de matériel permettant de transmettre des informations sur une longue portée, ce qui n'est pas le cas de notre application.
Le support pour la transmission des données de commande de convertisseurs statiques doit avoir les spécifications suivantes :

- Une distance maximale de l'ordre de 10 m entre l'émetteur et le récepteur ; cette distance est liée à l'éloignement maximum entre le boitier d'émission (qu'il a été choisi de positionner au niveau de la carte d'alimentation des drivers) et le boitier de réception (positionné au plus prêt des drivers).
- Une vitesse de transmission des données permettant la quasi simultanéité des réceptions, ceci est une contrainte liée aux techniques de commandes de convertisseurs multi-niveaux.
- Un débit de données suffisant pour transmettre la totalité des informations de commande à une fréquence supérieure ou égale à la fréquence de commutation (10 kHz dans

notre cas pour 20 bits à transmettre en parallèle, ce qui mène, après une mise en série, à une information minimum de 200 Kbits/s à transmettre). A terme la fréquence de commutation sera de 20 kHz, il est donc préférable de prévoir une marge avec un débit de 400 Kbits/s.

- Un minimum de sécurité de transmission doit être assuré pour que le signal ne soit pas victime des interférences.
- Un volume le plus faible possible, toujours dans l'idée de minimiser la taille globale des composants constituant le module de conversion de puissance.

Pour répondre à ces spécifications, plusieurs standards paraissent être de bons candidats, tel que le montre le Tableau 2 [SPG].

Tableau 2: Caractéristiques de standards de communication sans fil communément utilisé

	ZigBee	802.11 (Wi-Fi)	Bluetooth	UWB (Ultra Wide Band)	Wireless USB	IR Wireless
Data Rate	*20, 40, and 250 Kbits/s*	11 & 54 Mbits/sec	1 Mbits/s	100-500 Mbits/s	62.5 Kbits/s	20-40 Kbits/s 115 Kbits/s 4 & 16 Mbits/s
Range	*10-100 meters*	50-100 meters	10 meters	<10 meters	10 meters	<10 meters (line of sight)
Networking Topology	*Ad-hoc, peer to peer, star, or mesh*	Point to hub	Ad-hoc, very small networks	Point to point	Point to point	Point to point
Operating Frequency	*868 MHz (Europe) 900-928 MHz (NA), 2.4 GHz (worldwide)*	2.4 and 5 GHz	2.4 GHz	3.1-10.6 GHz	2.4 GHz	800-900 nm
Complexity (Device and application impact)	*Low*	High	High	Medium	Low	Low
Power Consumption (Battery option and life)	*Very low (low power is a design goal)*	High	Medium	Low	Low	Low
Security	*128 AES plus application layer security*		64 and 128 bit encyption			
Other Information	*Devices can join an existing network in under 30ms*	Device connection requires 3-5 seconds	Device connection requires up to 10 seconds			
Typical Applications	*Industrial control and monitoring, sensor networks, building automation, home control and automation, toys, games*	Wireless LAN connectivity, broadband Internet access	Wireless connectivity between devices such as phones, PDA, laptops, headsets	Streaming video, home entertainment applications	PC peripheral connections	Remote controls, PC, PDA, phone, laptop links

Parmi les six standards présentés dans le tableau 2, quatre d'entre eux peuvent d'ores et déjà être supprimés de nos choix :

- L'infra rouge (IR Wireless) n'est pas adapté à notre application. En effet, il peut y avoir des éléments se trouvant dans l'espace entre l'émetteur et le récepteur. De plus des mouvements liés à l'environnement ferroviaire pourraient couper le lien infra rouge.
- L'USB sans fil (Wireless USB) n'est pas adapté à notre application. Le débit de 62,5 Kbits/s est insuffisant pour les données que nous souhaitons transmettre (pour une fréquence de 20 kHz, cela revient à une capacité de transmission de 3 bits)
- Le UWB (Ultra Wide Band) n'est pas adapté à notre application. La portée du signal étant inférieure à 10 m, ceci ne répond donc pas aux spécifications citées précédemment.
- Le Bluetooth n'est pas adapté à notre application à cause du nombre de bits de sécurité. En effet, pour une fréquence de 20 kHz et un débit de 1 Mbits/s, la capacité de transmission est de 50 bits auxquels il faut ajouter les bits permettant la sécurité. Pour le Bluetooth, celle-ci est assurée en générant un nombre aléatoire sur 64 ou 128 bits [LAGRANGE], ce qui ralentit considérablement la transmission des données. Avec ce procédé, il ne sera pas possible d'assurer l'envoie de la commande à une fréquence minimale de 20 kHz.

Les standards restant paraissent adaptés à la commande de drivers pour les raisons suivantes :

- Le ZigBee : utilisé dans le domaine industriel, de la domotique et du médical pour effectuer des mesures et activer des processus automatisés [VAN D]. Pour une fréquence de découpage des drivers de 20 kHz, la capacité de transmission de ce protocole est de 12 bits avec un débit de 250 Kbits/s. Ceci peut ne pas être suffisant ; cette possibilité sera étudiée dans le chapitre 4, à la suite de la définition des informations à communiquer afin d'être plus précis sur le nombre de bits à transmettre.
- Le WIFI : utilisé principalement dans le domaine de l'informatique [GUERIN] a tous les critères nécessaires pour la transmission de commande de drivers. Il a une portée, un débit et une fréquence de transmission dépassant les valeurs minimales imposées par notre application.

Un autre standard, ne figurant pas dans les standards classique parait être également adapté à la transmission de commande de drivers : le « HopeRF » développée par le constructeur HopeRF [HOPERF]. Celui-ci a pour références, un débit pouvant atteindre un maximum de 2 Mbits/s, une distance de 100 m et une fréquence de transmission de 2,4 GHz.

Il est également possible d'envoyer l'information en analogique avec une transmission par modulation de fréquence. Ce protocole étant simplifié, il permettra de réaliser une transmission en temps réel.

Ces quatre solutions restent à être comparées de façon plus précise afin de choisir le standard le plus approprié à notre projet (cf. chapitre 4).

2. Proposition pour la commande de driver pour convertisseur multi-niveaux

Cherchant une alternative à l'utilisation de fibre optique, nous proposons la solution de la transmission des informations de commande par radiofréquence.

Notre choix de fréquence de transmission a porté sur 2,45 GHz car c'est une fréquence disponible pour les applications industrielles et de nombreux composants existent déjà pour cette gamme de fréquence. De par ce principe de transmission des données, les informations de commande sont réceptionnées par tous les allumeurs simultanément, ce qui est primordial pour l'application multi-niveaux.

L'architecture de transmission de données que nous avons développée comprend un récepteur pour chacun des niveaux du convertisseur multi-niveaux. Après réception de l'information de commande, celle-ci est distribuée à chacun des drivers par une fibre optique courte comme nous pouvons le voir à la Figure 33. Dans cette configuration les fibres optiques ne subissent pas de contraintes thermomécaniques car celles-ci sont figées dans le boitier contenant le convertisseur complet.

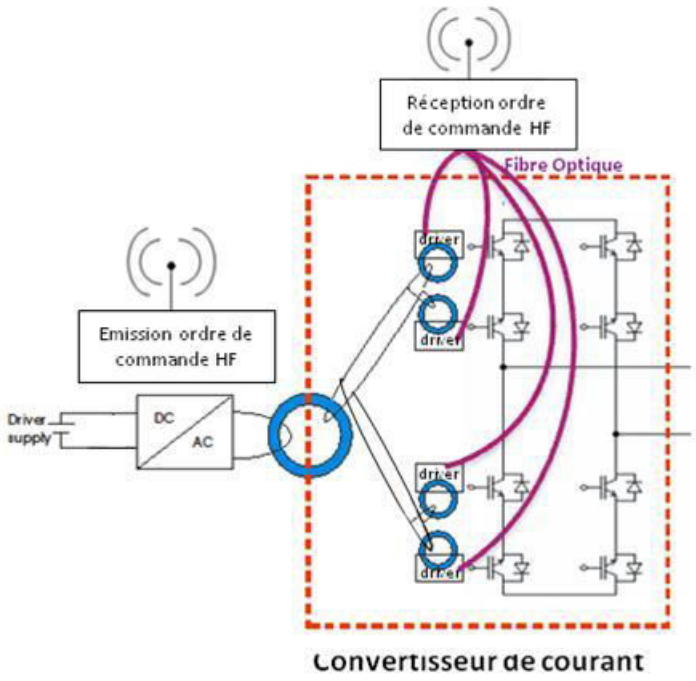


Figure 33: Disposition des antennes émettrice et réceptrice pour un niveau du convertisseur multi-niveaux

Pour chaque niveau du convertisseur multi-niveaux, il y a plusieurs types d'informations de commande. Selon le système de communication choisi, la stratégie de transmission des données est différente :

- Un émetteur pour plusieurs récepteurs,
- Un émetteur pour un récepteur.

Dans notre cas, la principale caractéristique définissant la stratégie de transmission est le débit du support de transmission. Nous allons préciser ceci ci-dessous en considérant les critères de débit et de sécurité de transmission de l'information.

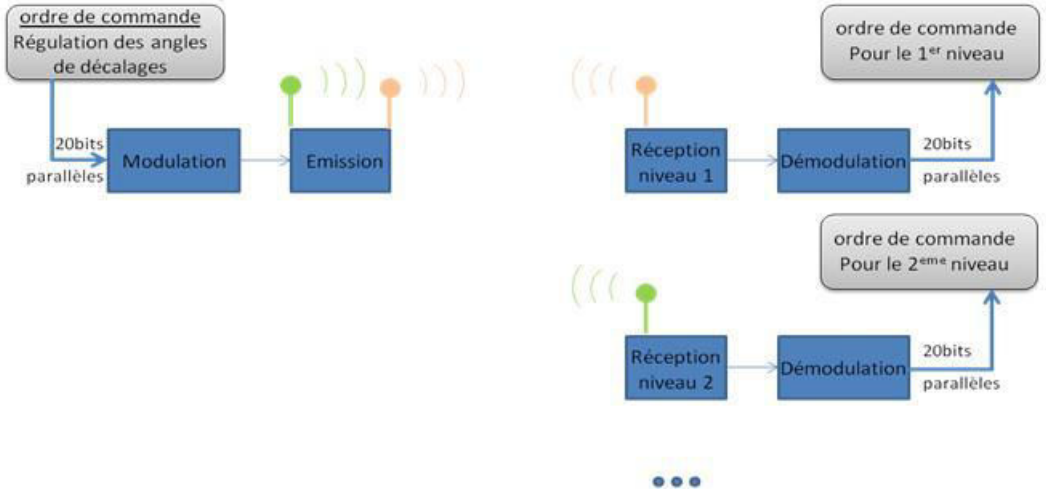


Figure 34: Principe de communication des informations de commande des drivers pour un convertisseur multi-niveaux

Plusieurs points doivent être vérifiés pour s'assurer de la fiabilité et de la qualité de la liaison [AL AGHA] :

- Les contraintes liées à l'application : l'application multi-niveaux incite à utiliser autant de récepteurs que de niveaux. Le nombre d'émetteurs dépend de la taille du paquet de données à transmettre par radio-fréquence et du support choisi pour la transmission RF.
- Les contraintes énergétiques : celle-ci n'est pas une contrainte majeure car l'alimentation du dispositif de communication se fait directement à partir du réseau d'alimentation basse tension prévu pour la commande des drivers et non à partir de batteries. Une puissance absorbée minimale reste tout de même préférable afin de maximiser le rendement du système global.
- Les contraintes liées à la qualité de service : cette notion prend en compte la fréquence et le débit du signal. En effet, la fréquence de transmission doit être suffisamment élevée pour minimiser le retard entre l'émission et la réception. Le débit doit être suffisamment grand pour transmettre toutes les informations nécessaires à la fréquence de découpage imposée

(20 kHz) ou au-delà auquel on ajoute le temps de traitement de ce signal (modulation, démodulation, etc…).

- Les contraintes liées à la protection de l'information : les commandes de drivers ne doivent pas être sujettes aux perturbations électromagnétiques (appareils transporté par les voyageurs fonctionnant à la même fréquence, système de signalisation pour le ferroviaire, etc…). Pour les protéger, il pourrait être nécessaire de développer un protocole de transmission intégrant des systèmes de sécurité.
- Les contraintes de simplicité : le protocole de transmission doit être le plus robuste et simple possible afin de ne pas réduire le temps nécessaire à la transmission d'un paquet.
- Les contraintes liées à l'environnement : les dispositifs de transmission se trouveront en périphérie d'un caisson métallique contenant les convertisseurs de puissance, ce qui peut engendrer des phénomènes de réflexion de paroi. De plus, les antennes étant placées en extérieur, elles peuvent être en conflit avec celles provenant d'un autre train, lors d'un croisement.

Ces différentes contraintes, ne sont pas gênantes avec l'utilisation de la fibre optique. Avec la transmission RF, celle-ci deviennent surmontables grâce au développement d'un protocole et d'un programme permettant la sécurité des données transmises, mais elles ne doivent pas être trop conséquentes afin de ne pas ralentir la transmission des paquets de données. Des compromis doivent donc être réalisés afin de pouvoir concurrencer la fibre optique dans son mode de transmission pour notre application, ce qui rendra ce système plus approprié que la fibre optique, grâce à son insensibilité aux problèmes thermomécaniques présents dans le milieu du ferroviaire.

3. Solution complète

L'association des solutions proposées pour la double isolation galvanique et pour la commande par micro-ondes est présentée à la Figure 35.

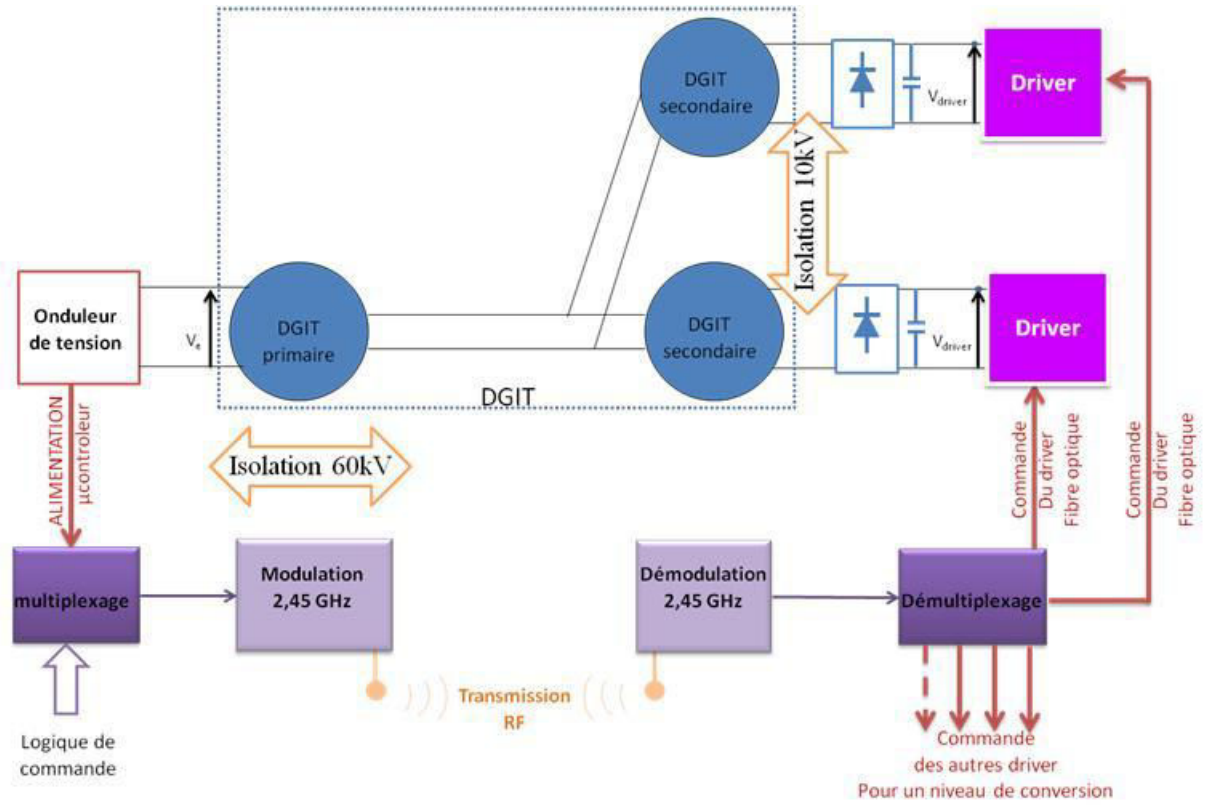


Figure 35: Schéma du système complet développé

Sur la Figure 35, nous voyons les parties qui sont développées dans ce manuscrit :

- Le transformateur à double isolation galvanique (DGIT) qui permet d'isoler le driver du convertisseur HT des différents niveaux de tensions présents dans le circuit et dans l'environnement proche (60 kV et 10 kV). Dans le premier chapitre, une étude détaillée des systèmes permettant l'isolation galvanique est réalisée. Après avoir effectué un choix quant à la structure d'isolation, une étude électrique et fréquentielle est effectuée.
- L'onduleur de tension permettant de fournir la tension nécessaire au driver, tout en s'adaptant au DGIT qui a un caractère inductif. Dans le deuxième chapitre, une comparaison et un choix de disposition des transformateurs pour une alimentation destinée à un niveau, sont développés ainsi que l'alimentation qui leur est adaptée. Un modèle électrique est proposé et vérifié.
- La transmission de la commande des drivers par radio-fréquence. Dans le quatrième chapitre, une étude de la stratégie de transmission des données de commande est réalisée.

Pour compléter le projet ANR, cette structure sera intégrée aux autres développements en cours, en aval d'une alimentation continue constituée de batteries, et en amont d'un étage de conversion intégrant des transistors MOSFET SiC 10 kV.

CHAPITRE 2

Etude architecturale et dimensionnement du DGIT

Sommaire

I. Principe du transformateur à double isolation galvanique 51

1. Objectifs 51
2. Principe d'isolation THT et HT 52

II. Méthode de dimensionnement d'un DGIT multi secondaires 64

1. Méthodologie de dimensionnement des noyaux magnétiques 64
2. Calcul du nombre de spires primaire du DGIT 66
3. Vérification de la distance d'isolement 67
4. Vérification du courant magnétisant 67
5. Calcul du nombre de spires secondaires 69
6. Calcul de la section des conducteurs et du nombre de couche du bobinage 69
7. Calcul des pertes Joules et des pertes fer 70
8. Algorithme de dimensionnement du DGIT 73

III. Choix paramétrique pour l'optimisation du DGIT 76

1. Choix de l'architecture 76
2. Choix du matériau magnétique 78
3. Choix de l'induction et de la fréquence d'alimentation 79
4. Choix du nombre de spires du fil pilote 83
5. Synthèse des choix paramétriques optimaux 83

IV. Etude fréquentielle du DGIT en mode différentiel 85

1. Etude fréquentielle des transformateurs du DGIT 85
2. Etude fréquentielle du DGIT multi secondaires 92
3. Comportement du DGIT imprégné 93

V. Etude fréquentielle du DGIT en mode commun 96

1. Etude fréquentielle des transformateurs du DGIT 96
2. Etude fréquentielle du DGIT en mode commun 100

VI. Conclusion 102

I. Principe du transformateur à double isolation galvanique

1. Objectifs

Le développement du transformateur à double isolation galvanique (DGIT) a été conduit dans le but de réaliser un double niveau d'isolation galvanique HT (10 kV) et THT (60 kV), vis-à-vis de la commande éloignée et vis-à-vis de l'autre interrupteur de la cellule de commutation. Pour réaliser ce dispositif, plusieurs contraintes ont été considérées et utilisées comme données de départ pour les différentes études menées dans ce chapitre. Celles-ci sont illustrées à la Figure 36.

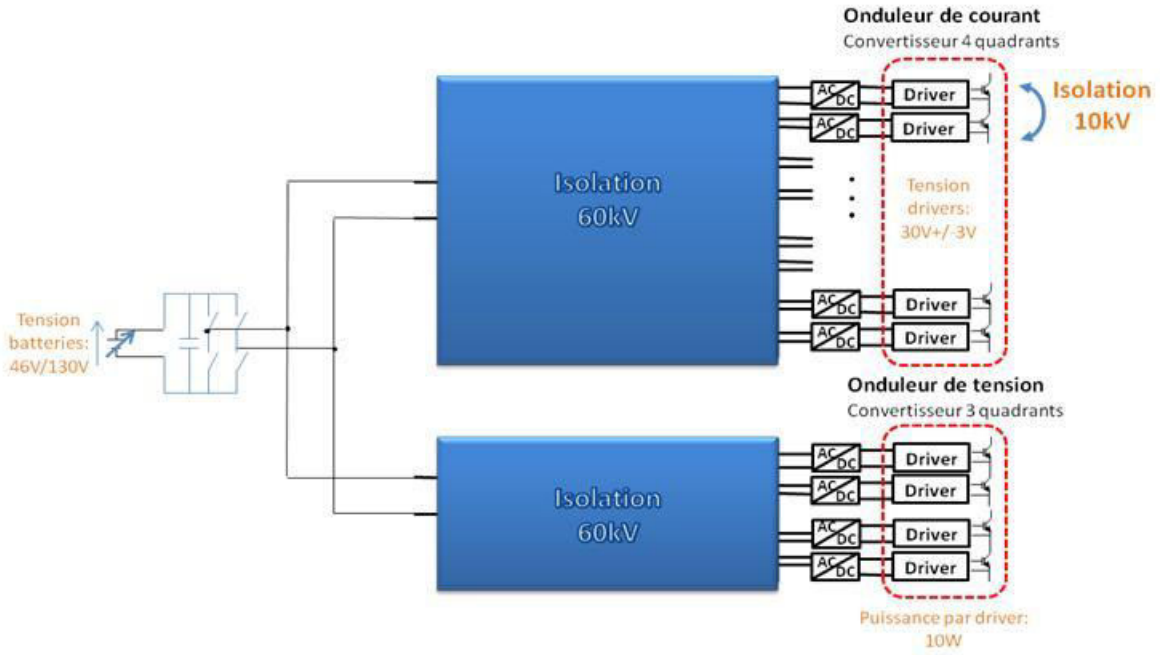


Figure 36: Schématisation des contraintes à respecter

Les impératifs à respecter et les données de base sont donc :

- Un rendement globale de 80% (existant actuellement) pour les alimentations des allumeurs,
- Une tension d'entrée fournie par des batteries pouvant varier entre 46 V et 130 V, Une isolation galvanique THT de 60 kV (liée à l'amplitude maximale du transitoire de la tension caténaire) et une isolation galvanique HT de 10 kV (liée au niveau de tension des semi-conducteurs à alimenter),
- Une tension d'alimentation des drivers de 30 V +/- 3 V DC,
- Une puissance maximale consommée par chaque driver de l'ordre de 10 W,
- L'onduleur de courant fonctionnant dans les 4 quadrants implique l'utilisation de 8 semi-conducteurs pour ce convertisseur,

- L'onduleur de tension fonctionnant dans les 2 quadrants implique l'utilisation de 4 semi-conducteurs commandés pour ce convertisseur,
- L'entretien de l'équipement doit être simplifié au maximum.

Comme il a déjà été évoqué, la nécessité d'isolation galvanique a pour conséquence l'augmentation du volume du circuit magnétique qui doit contenir des conducteurs très fortement isolés. Pour limiter cet accroissement volumique, une réflexion concernant le choix de plusieurs paramètres dimensionnant dont le matériau magnétique a été menée et nous avons établi une procédure pour les dimensionner au mieux.

Afin d'alimenter l'ensemble des drivers d'un niveau de conversion, il a été nécessaire d'adapter le principe du DGIT de façon à constituer plusieurs secondaires (un par driver d'une même cellule de commutation). Une réflexion concernant l'architecture du système DGIT multi-secondaires a donc été entreprise. Un modèle électrique a été développé pour l'architecture choisie et validé à l'aide de mesures.

2. Principe d'isolation THT et HT

Afin d'assurer les deux niveaux d'isolation galvanique nécessaires au système d'alimentation des commandes des MOSFET SiC, il a fallu à la fois traiter l'isolation THT et HT pour former le DGIT [GALAI-11-1].

Le choix de la forme du noyau magnétique réalisant l'isolation galvanique s'est porté sur le tore. En effet celle-ci permet d'avoir un coefficient de couplage satisfaisant entre le bobinage primaire et secondaire, et en plaçant le fil secondaire (ou primaire) au centre du noyau torique, d'assurer le maximum d'isolement en maintenant une distance d constante entre le bobinage primaire et secondaire (Figure 37 et Figure 38).

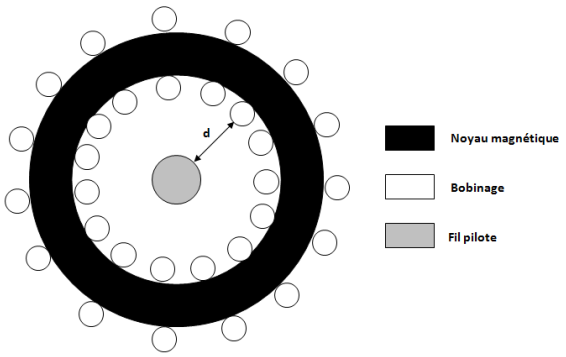


Figure 37: Position des bobinages sur transformateur torique

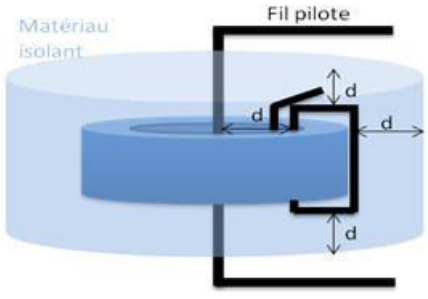


Figure 38: Imprégnation du transformateur dans un matériau isolant

La distance « d » nécessaire entre le bobinage primaire et secondaire, pour une isolation THT (60 kV) et HT (10 kV) est fixée par la rigidité diélectrique de l'air sec (36 kV par cm). Un des critères dimensionnant étant le volume global du système, nous avons cherché à diminuer cette distance. De ce fait, l'équipe « matériaux » du laboratoire PRIME d'ALSTOM transport, a été chargée d'imprégner les transformateurs dans de la résine époxy « Araldite CW 2250 » dont les caractéristiques à 25°C sont les suivantes (extrait de la datasheet « Vantico Araldite CY 2250/ HY 2251 ») :

- Masse spécifique à 25°C : 1,57 g/cm^3
- Conductibilité thermique : 0,67 W/mK
- Constante de permittivité électrique : 4,6
- Rigidité diélectrique : 28 kV/mm
- Résistance au choc thermique : -40°C/ +120°C

Ainsi nous pouvons réaliser un gain d'espacement considérable (cf. Tableau 3). Dans ce tableau nous retrouvons des données théoriques de l'espacement dans l'air et dans le matériau époxy choisi, pour une tenue diélectrique de 60 kV. Ces données sont renseignées pour une température de 25°C, dans un milieu sec.

Tableau 3: Distances nécessaires pour la tenue diélectrique

Tenue diélectrique	d théorique dans l'air	d théorique dans l'isolant
60 kV	32 mm	12 mm

Ainsi que nous l'avons vu au premier chapitre, deux principes de double isolation galvanique sont possibles.

Le premier consiste à mettre tous les bobinages autour d'un même noyau magnétique et isoler les conducteurs entre eux tel que nous pouvons le voir à la Figure 39 . Le deuxième principe consiste à séparer les deux niveaux d'isolation galvanique, un niveau tenant compte de l'isolation 60 kV et un autre niveau tenant compte de l'isolation 10 kV. Tel que nous pouvons le voir sur la Figure 40 , cette structure est rendue possible par l'usage d'un fil pilote et elle est composée de deux noyaux magnétiques.

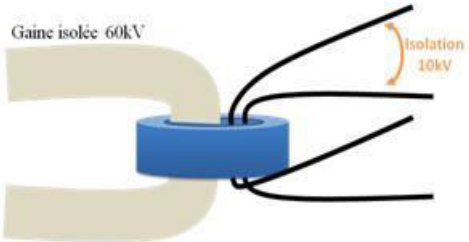


Figure 39: Double isolation galvanique avec un seul noyau magnétique

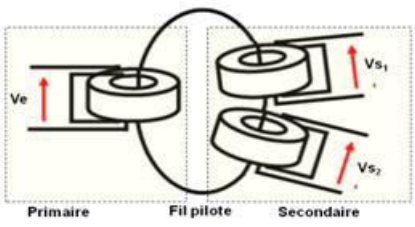


Figure 40: Double isolation galvanique avec deux noyaux magnétiques (DGIT)

Un DGIT est donc équivalent à deux transformateurs en cascade reliés par un conducteur.
Afin de limiter l'effet de peau dans ce conducteur qui peut être d'une grande longueur, il a été choisi de réaliser le fil pilote en câble de litz.
Concernant la double isolation galvanique avec un seul noyau magnétique, la distance d'isolement entre chaque conducteur peut rapidement accroître le volume global du dispositif. Son dimensionnement et son optimisation sont réalisés afin de pouvoir comparer les résultats obtenus avec ceux du DGIT (à multi noyaux magnétiques) dans le paragraphe III.

L'étape précédant le dimensionnement du DGIT est de définir la disposition des différents secondaires du DGIT par rapport au primaire. Pour ceci cinq architectures ont été étudiées à l'aide de leurs schémas électriques équivalents. Dans cette première étape, nous avons modélisé les transformateurs et le fil pilote par des impédances et des coupleurs idéaux. Après la définition des différentes architectures possibles, une étude de dimensionnement basée sur les schémas représentés ci-dessous a permis de faire une comparaison des pertes dans les conducteurs, dont le fil pilote qui, comme on le verra, est la cause principale des chutes de tension.

Une première structure composée d'un seul noyau magnétique pour plusieurs bobinages secondaires et un bobinage primaire à conducteur fortement isolé est représentée à la Figure 41, ainsi que son schéma électrique à la Figure 42.

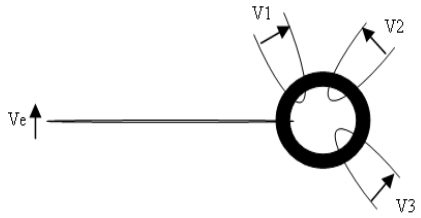


Figure 41: Architecture avec fil isolé THT

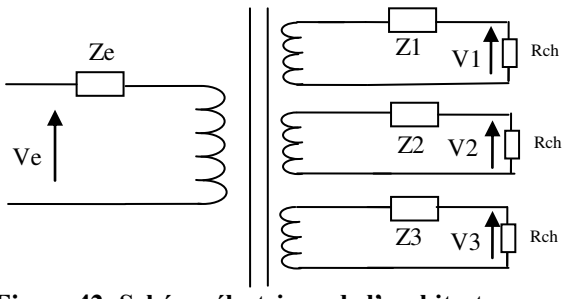


Figure 42: Schéma électrique de l'architecture avec fil isolé THT

Cette structure permet de réaliser une isolation THT grâce à la gaine du bobinage primaire et une isolation HT grâce à l'isolation galvanique assurée par le diélectrique se trouvant entre les bobinages. Celle-ci est difficilement réalisable à cause de la difficulté de manipulation du fil de litz, ce qui limite le nombre de spires.
Pour étudier les pertes liées à cette structure, nous avons ramené le schéma électrique équivalent au secondaire, tel que nous pouvons le voir à la Figure 43.

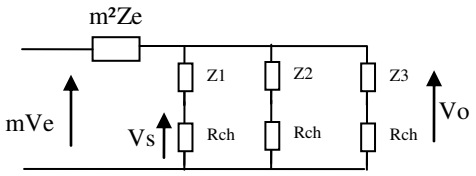


Figure 43: Schéma électrique de l'architecture avec fil isolé THT ramené au secondaire

Avec : Ve = Tension d'entrée du transformateur,

V_1 = Tension de sortie du transformateur pour le premier secondaire,

V_2 = Tension de sortie du transformateur pour le deuxième secondaire,

V_2 = Tension de sortie du transformateur pour le troisième secondaire,

Z_e = Impédance de fuites primaire,

Z_1 = Impédance de fuites secondaire pour le premier secondaire,

Z_2 = Impédance de fuites secondaire pour le deuxième secondaire,

Z_3 = Impédance de fuites secondaire pour le troisième secondaire,

m = rapport de transformation,

R_{ch} = Résistance de charge,

V_s = Tension de charge.

Hypothèses : $Z_1=Z_2=Z_3$ et $V_1=V_2=V_3=V_s$

$$V_s = V_o \frac{R_{ch}}{R_{ch} + Z_1} \qquad \textbf{Équation 1}$$

$$V_o = mV_e \frac{m^2 Z_e}{m^2 Z_e + \frac{R_{ch} + Z_1}{3}} \qquad \textbf{Équation 2}$$

Nous pouvons en déduire : $V_s = mV_e \frac{m^2 Z_e}{m^2 Z_e + \frac{R_{ch} + Z_1}{3}} * \frac{R_{ch}}{R_{ch} + Z_1}$ **Équation 3**

Ce qui mène à l'équation des pertes suivante :

$$Pertes = 3\Re e(Z1)\left(\frac{V_s}{R_{ch}}\right)^2 + \Re e(m^2 Z_e)\left(\frac{V_s}{R_{ch}}\right)^2 \qquad \textbf{Équation 4}$$

La valeur des impédances Z_1, Z_2 et Z_3 aura tendance à devenir grande (fonction de la longueur de cuivre du bobinage) corélativement avec la taille du noyau magnétique et la contrainte d'isolement.

Pour pouvoir atteindre les niveaux d'isolation souhaités (60 kV et 10 kV), il est nécessaire d'augmenter l'espace entre les différents bobinages, ce qui accroit la taille du noyau magnétique et par conséquent, les pertes.

D'autres structures composées de plusieurs noyaux magnétiques ont été développées. La disposition de chacun de ces noyaux a fait l'objet des réflexions qui suivent.

Pour minimiser le rayonnement du fil pilote reliant les noyaux entre eux (effet de boucle), celui-ci doit être torsadé [BREHAUT-06].

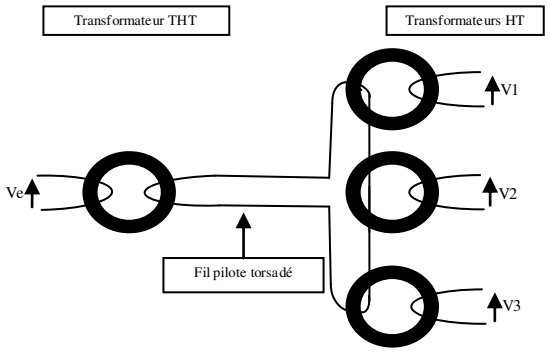


Figure 44: Architecture en série

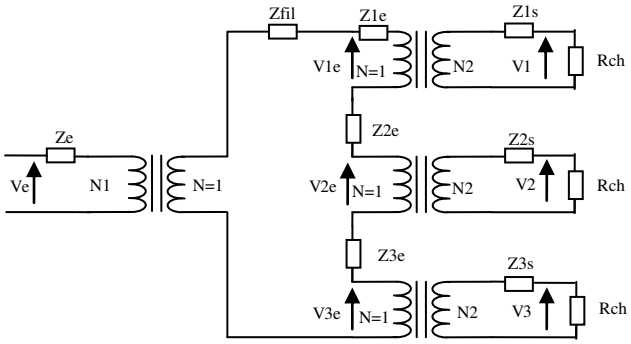


Figure 45:Schéma électrique de l'architecture en série

Pour étudier les pertes liées à cette structure, nous avons ramené le schéma électrique équivalent au niveau du fil pilote, tel que présenté à la Figure 46. On fait l'hypothèse que la densité de courant sera imposée dans le fil pilote (voir procédure de dimensionnement page 75). Dans ces conditions, les pertes joules dépendent de sa longueur et de sa section :

$$W = \frac{1}{2}\rho J^2 (l \times \text{section}) \qquad \textbf{Équation 5}$$

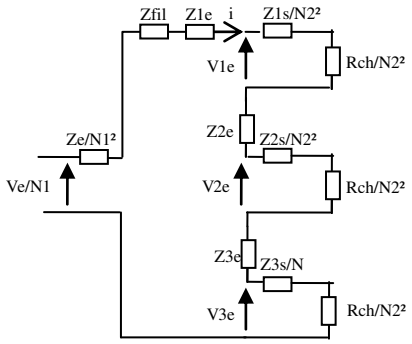


Figure 46:Schéma électrique de l'architecture en série ramené au fil pilote

Avec : V_e = Tension d'entrée du DGIT,

V_{1e} = Tension d'entrée du 1er transformateur secondaire du DGIT,

V_{2e} = Tension d'entrée du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

V_{3e} = Tension d'entrée du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

V_1 = Tension de sortie du 1er transformateur secondaire du DGIT,

V_2 = Tension de sortie du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

V_3 = Tension de sortie du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_e = Impédance de fuites primaire du transformateur primaire du DGIT,

Z_{1s} = Impédance de fuites secondaire du 1er transformateur secondaire du DGIT,

Z_{2s} = Impédance de fuites secondaire du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{3s} = Impédance de fuites secondaire du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{1e} = Impédance de fuites primaire du 1er transformateur secondaire du DGIT,

Z_{2e} = Impédance de fuites primaire du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{3e} = Impédance de fuites primaire du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{fil} = Impédance du fil pilote,

R_{ch} = Résistance de charge

N_1 = Nombre de spires primaire transformateur primaire du DGIT,

N_2 = Nombre de spires secondaire des transformateurs secondaires du DGIT.

Hypothèses : $Z_{1s}=Z_{2s}=Z_{3s}$ et $Z_{e1}\neq Z_{e2}\neq Z_{e3}$

$$i = \frac{\frac{V_e}{N_1}}{3\left(\frac{R_{ch}+Z_{1s}}{N_2^2}\right)+\frac{Z_e}{N_1^2}+Z_{e1}+Z_{e2}+Z_{e3}}$$ **Équation 6**

$$Z = 3\left(\frac{R_{ch}+Z_{1s}}{N_2^2}\right)+\frac{Z_e}{N_1^2}+Z_{e1}+Z_{e2}+Z_{e3}$$ **Équation 7**

$$Pertes = \Re e(Z) * \left(i_{eff}\right)^2$$ **Équation 8**

L'architecture en série impose le courant en sortie. Afin de réguler les grandeurs de sortie de ce montage, la régulation devrait donc se faire en courant, à supposer que toutes les impédances secondaires soient égales.

D'après les Equation 7 et Equation 8, nous pouvons voir que cette configuration aura tendance à accroitre les pertes car la somme des impédances mènerait à une valeur conséquente à cause de l'allongement du fil pilote, toutes impédances des transformateurs égales par ailleurs (voir les résultats de calcul réalisé à l'aide d'un programme d'optimisation paramétrique dans le Tableau 4, paragraphe III).

Afin de minimiser le courant dans le fil reliant le transformateur primaire au transformateur secondaire et d'équilibrer les tensions de sortie du DGIT, une architecture permettant le positionnement en parallèle des secondaires à été proposée (cf. Figure 47 et Figure 48).

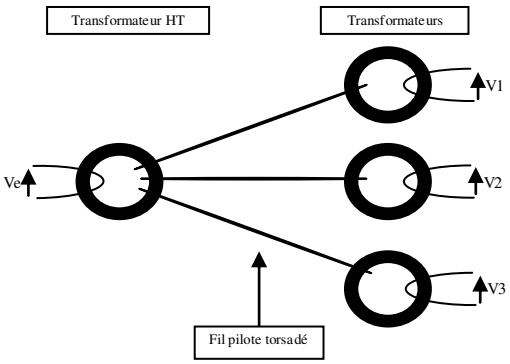


Figure 47: Architecture en parallèle 1

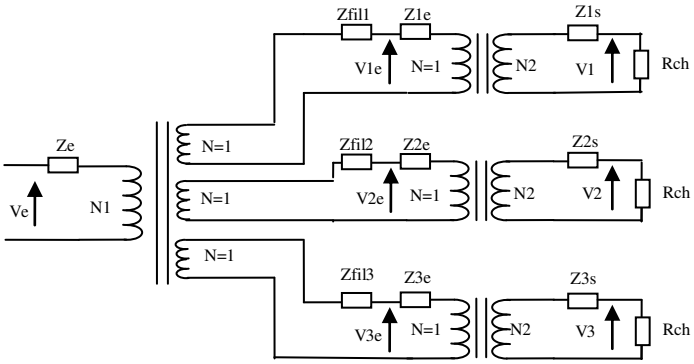


Figure 48:Schéma électrique de l'architecture en parallèle 1

Cette architecture montre une symétrie des tensions secondaires qui pourra être avantageuse pour la réalisation de la structure.

Pour étudier les pertes liées à cette structure, nous avons ramené le schéma électrique équivalent au niveau du fil pilote, tel que nous pouvons le voir à la Figure 49.

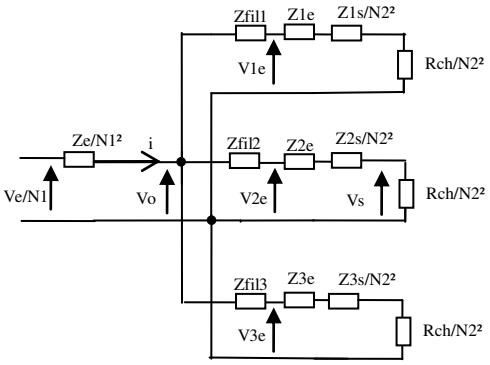


Figure 49: Schéma électrique de l'architecture en parallèle 1ramené au fil pilote

Avec : V_e = Tension d'entrée du DGIT,

V_{1e} = Tension d'entrée du 1er transformateur secondaire du DGIT,

V_{2e} = Tension d'entrée du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

V_{3e} = Tension d'entrée du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

V_1 = Tension de sortie du 1er transformateur secondaire du DGIT,

V_2 = Tension de sortie du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

V_3 = Tension de sortie du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_e = Impédance de fuites primaire du transformateur primaire du DGIT,

Z_{1s} = Impédance de fuites secondaire du 1er transformateur secondaire du DGIT,

Z_{2s} = Impédance de fuites secondaire du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{3s} = Impédance de fuites secondaire du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{1e} = Impédance de fuites primaire du 1er transformateur secondaire du DGIT,

Z_{2e} = Impédance de fuites primaire du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{3e} = Impédance de fuites primaire du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{fil1} = Impédance du fil pilote pour la liaison entre DGIT primaire et le premier secondaire du DGIT,

Z_{fil2} = Impédance du fil pilote pour la liaison entre DGIT primaire et le deuxième secondaire du DGIT,

Z_{fil3} = Impédance du fil pilote pour la liaison entre DGIT primaire et le troisième secondaire du DGIT,

R_{ch} = Résistance de charge

N_1 = Nombre de spires primaire transformateur primaire du DGIT,

N_2 = Nombre de spires secondaire des transformateurs secondaires du DGIT.

Hypothèses : $Z_{1s} = Z_{2s} = Z_{3s}$, $Z_{1e} = Z_{2e} = Z_{3e}$, $Z_{fil1} = Z_{fil2} = Z_{fil3}$ et $V_1 = V_2 = V_3 = V_s$

$Z_{fi1} = Z_{fil1}+Z_{1e} = Z_{fil2}+Z_{2e} = Z_{fil3}+Z_{3e}$

$$V_s = V_o \frac{R_{ch}/N_2^2}{\frac{R_{ch}+Z_{1s}}{N_2^2}+Z_{f1}+Z_{1e}} \qquad \textbf{Équation 9}$$

$$V_o = \frac{V_e}{N_1}\frac{\frac{1}{3}\left(\frac{R_{ch}+Z_{1s}}{N_2^2}+Z_{f1}+Z_{1e}\right)}{\frac{Z_e}{N_1^2}+\frac{1}{3}\left(\frac{R_{ch}+Z_{1s}}{N_2^2}+Z_{f1}+Z_{1e}\right)} \qquad \textbf{Équation 10}$$

Ce qui mène à l'équation des pertes suivante :

$$Pertes = 3\Re e\left(\frac{Z_{1s}}{N_2^2}+Z_{f1}+Z_{1e}\right)\left(\frac{V_s}{R_{ch}}\right)^2+\Re e\left(\frac{Z_e}{N_1^2}\right)\left(\frac{3V_s}{R_{ch}}\right)^2 \qquad \textbf{Équation 11}$$

Avec : $\frac{V_s}{R_{ch}} = \left(\frac{i_{eff}}{3}\right)$ **Équation 12**

Pour cette structure le courant se divise par le nombre de branches ce qui réduit les pertes dissipées au niveau du fil pilote dans chacune des branches.

La présence de régulateurs dans la commande rapprochée au secondaire du DGIT, amène à réfléchir sur le choix entre l'architecture parallèle et l'architecture série :

- Pour la structure série, nous retrouvons le même courant dans toutes les sorties secondaires du DGIT ($I_{s1}=I_{s2}=I_{s3}=\frac{N_1}{N_2}I_e$) mais les tensions peuvent être différentes au niveau de chaque sortie si les impédances sont déséquilibrées ($\sum_{i=1}^{n} V_{si} = \frac{N_2}{N_1}V_e$, avec n= nombre de branches).

- Pour la structure parallèle, nous retrouvons la même tension dans toutes les sorties au secondaire du DGIT (V_{s1}=V_{s2}=V_{s3}=$\frac{N_2}{N_1}V_e$), mais les courants peuvent être différents au niveau de chaque sortie ($\sum_{i=1}^{n} I_{si} = \frac{N_1}{N_2} I_e$, avec n= nombre de branche). Ce qui impose une régulation en tension.

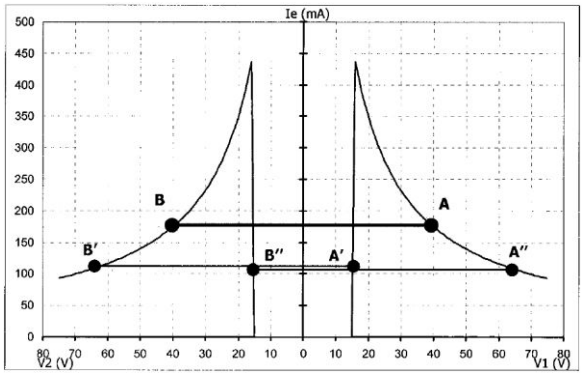


Figure 50:Courbe courant tension du montage série

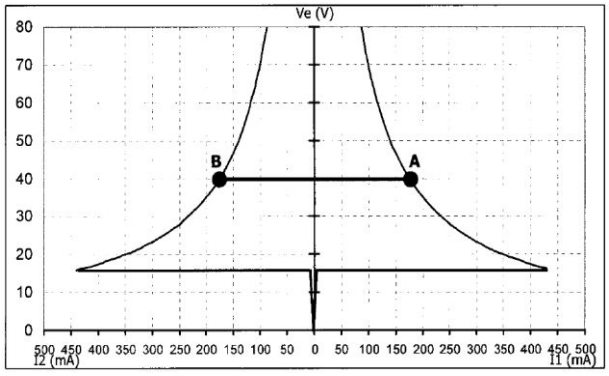


Figure 51: Courbe courant tension du montage parallèle

L'objectif des régulateurs à l'entrée des drivers est de fixer la tension DC à 30 V. Les caractéristiques d'entrée courant-tension des régulateurs classiquement utilisés sur les cartes drivers (Figure 50 et Figure 51) [DISCOURT-08] montrent que selon le type de montage des transformateurs (série ou parallèle), il peut y avoir un ou deux points de fonctionnement. Pour le montage série, le fait d'avoir deux points de fonctionnement pour un courant imposé (points A'B' et A''B'' sur la Figure 50), en fait un montage instable car la tension de régulation peut ne pas être identique pour les deux secondaires du DGIT. Pour pallier ce problème de stabilité, il faut opter pour un montage parallèle afin qu'il n'existe qu'un seul point de fonctionnement stable pour une même tension donnée (points AB sur la Figure 51), le déséquilibre en courant n'est pas gênant dans ce cas.

Afin de réduire les longueurs des fils entre le transformateur primaire et les transformateurs secondaires du DGIT, l'architecture en cascade a été étudiée.

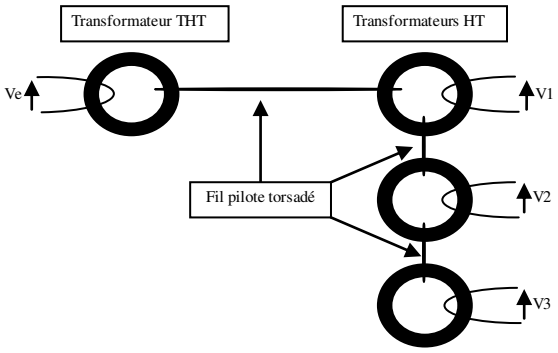


Figure 52: Architecture en cascade

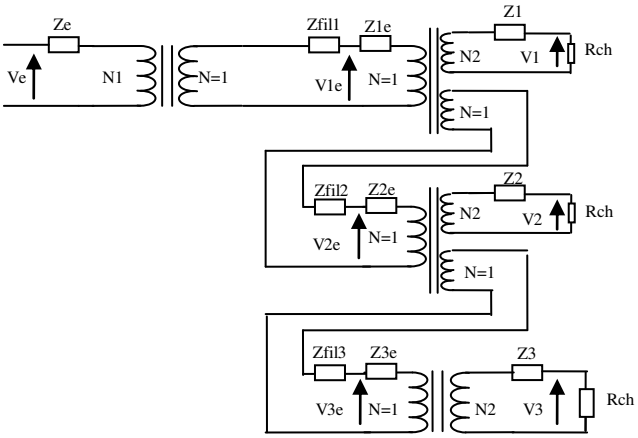


Figure 53: Schéma électrique de l'architecture en cascade

Pour étudier les pertes liées à cette structure, nous avons ramené le schéma électrique équivalent au niveau du fil pilote, tel que nous pouvons le voir à la Figure 54.

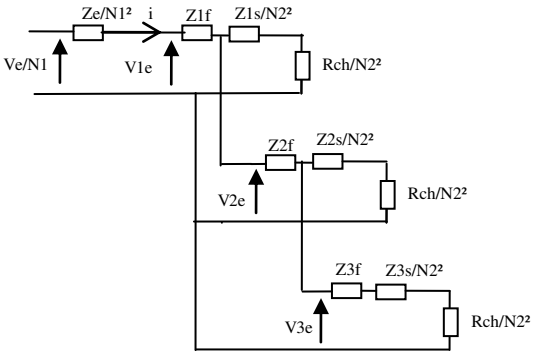


Figure 54: Schéma électrique de l'architecture en parallèle 1ramené au fil pilote

Avec : V_e = Tension d'entrée du DGIT,

V_{1e} = Tension d'entrée du 1er transformateur secondaire du DGIT,

V_{2e} = Tension d'entrée du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

V_{3e} = Tension d'entrée du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

V_1 = Tension de sortie du 1er transformateur secondaire du DGIT,

V_2 = Tension de sortie du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

V_3 = Tension de sortie du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_e = Impédance de fuites primaire du transformateur primaire du DGIT,

Z_{1s} = Impédance de fuites secondaire du 1er transformateur secondaire du DGIT,

Z_{2s} = Impédance de fuites secondaire du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{3s} = Impédance de fuites secondaire du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{1e} = Impédance de fuites primaire du 1er transformateur secondaire du DGIT,

Z_{2e} = Impédance de fuites primaire du 2eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{3e} = Impédance de fuites primaire du 3eme transformateur secondaire du DGIT,

Z_{fil1} = Impédance du fil pilote pour la liaison entre DGIT primaire et le premier secondaire du DGIT,

Z_{fil2} = Impédance du fil pilote pour la liaison entre DGIT primaire et le deuxième secondaire du DGIT,

Z_{fil3} = Impédance du fil pilote pour la liaison entre DGIT primaire et le troisième secondaire du DGIT,

$Z_{f1} = Z_{fil1}+Z_{1e}$,

$Z_{f2}= Z_{fil2}+Z_{2e}$,

$Z_{f3} = Z_{fil3}+Z_{3e}$,

R_{ch} = Résistance de charge

N_1 = Nombre de spires primaire transformateur primaire du DGIT,

N_2 = Nombre de spires secondaire des transformateurs secondaires du DGIT.

Hypothèses : $Z_{1s}=Z_{2s}=Z_{3s}$, $Z_{fil1}\neq Z_{fil2}\neq Z_{fil3}$ et $Z_{1e}\neq Z_{2e}\neq Z_{3e}$

$$Z_{eq3} = Z_{f3} + \frac{R_{ch} + Z_{3s}}{N_2^2}$$ **Équation 13**

$$Z_{eq2} = Z_{f2} + \frac{Z_{eq3}\dfrac{R_{ch} + Z_{2s}}{N_2^2}}{Z_{eq3} + \dfrac{R_{ch} + Z_{2s}}{N_2^2}}$$ **Équation 14**

$$Z_{eq1} = Z_{f1} + \frac{Z_{eq2}\dfrac{R_{ch} + Z_{1s}}{N_2^2}}{Z_{eq2} + \dfrac{R_{ch} + Z_{1s}}{N_2^2}}$$ **Équation 15**

$$i = \frac{V_e}{N_1} * \frac{1}{Z_{eq1} + \dfrac{Z_e}{N_1^2}}$$ **Équation 16**

Ce qui mène à l'équation des pertes suivante :

$$Pertes = \Re e(Z_{eq1} + \frac{Z_e}{N_1^2}) * \left(i_{eff}\right)^2$$ **Équation 17**

L'architecture en cascade a été pensée pour la ***diminution de l'inductance des fils pilotes***, liée à la possibilité de réduire en partie la longueur de ce fil. Cependant ***une chute de tension en cascade*** (liée aux différentes impédances du fil pilote et des transformateurs secondaires, augmentant en cascade) impose de moduler le nombre de spires au secondaire du DGIT pour chacun des secondaires. Ceci est un point négatif du point de vue de la modularité de cette

structure. De plus le courant présent dans le fil situé entre le primaire et le secondaire du DGIT est la somme de tous les courants absorbés ; ce qui conduit à dimensionner en conséquence son diamètre si on veut minimiser les pertes joules (cf. paragraphe III pour les résultats d'optimisation). Cette architecture n'est donc pas intéressante pour notre application. Une étude quantitative est faite dans le paragraphe III afin d'évaluer les chutes de tensions et la masse des noyaux magnétiques.

L'architecture parallèle 2 a été inspirée de l'architecture parallèle 1 et simplifiée afin de la rendre plus modulable.

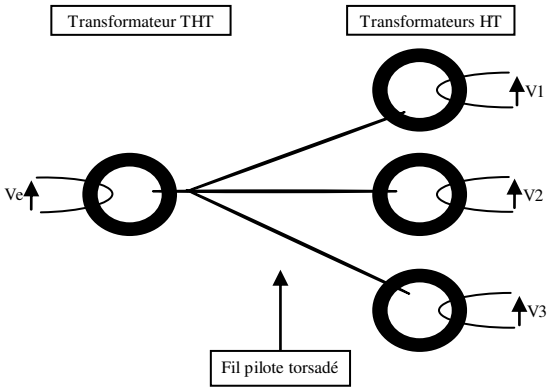


Figure 55: Architecture en parallèle 2

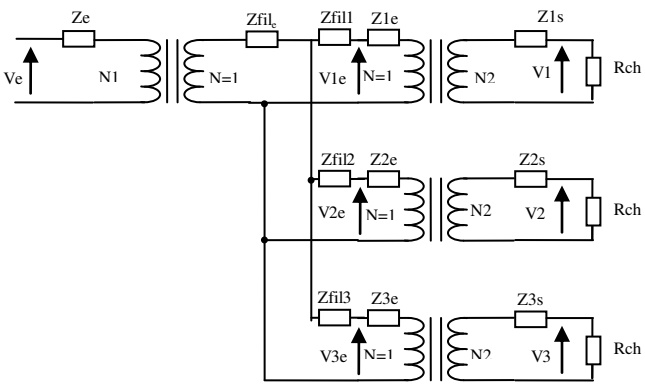


Figure 56: Schéma électrique de l'architecture en parallèle 2

Le schéma électrique équivalent de cette structure est similaire à celui de l'architecture parallèle 1 (Figure 47) dans lequel nous retrouvons les mêmes paramètres. La seule différence est située au niveau de la longueur du fil entre le transformateur primaire du DGIT et le point de mise en parallèle des branches. Si ce dernier est proche du transformateur primaire du DGIT, ceci réduit la valeur de l'impédance d'entrée Z_{fil_e} du fil pilote avant la mise en parallèle (section de fil plus grande sur le fil d'entrée, ce qui diminue l'impédance linéique de ce conducteur), et réduit donc les pertes globales.

Cette architecture ressemble beaucoup à l'architecture parallèle 1. ***Son avantage réside donc dans sa modularité***, au lieu d'avoir trois secondaires pour le transformateur primaire, il n'y en a qu'un. De plus, ceci permet plus facilement, géométriquement parlant, d'imposer une distance fixe entre primaire et secondaire afin de maintenir l'isolation galvanique souhaitée.

De façon qualitative, nous pouvons d'ores et déjà remarquer que les structures paraissant les plus adaptées à notre application sont les structures parallèle 1 et parallèle 2 grâce à la stabilité de la tension de sortie et à sa modularité. Une étude plus approfondie est nécessaire pour effectuer un choix plus précis tenant compte des paramètres les plus contraignants. Pour ceci, nous avons développé un programme de dimensionnement paramétrique pour ces différentes architectures. A la suite de ce calcul paramétrique, une architecture peut être choisie en comparant les chutes de tension, le rendement et le poids de ces différentes structures.

II. Méthode de dimensionnement d'un DGIT multi secondaires

Un programme de calcul a été développé, incluant les paramètres de dimension, les paramètres physiques et les paramètres électriques du cahier des charges afin de faire une analyse des différentes architectures. Pour ce faire, nous avons suivi une méthodologie précise qui consiste avant tout à :

- Dimensionner les noyaux magnétiques du DGIT,
- Calculer le nombre de spires primaire du DGIT,
- Vérifier la valeur de la distance d'isolement pour chacun des transformateurs,
- Vérifier la valeur du courant magnétisant,
- Calculer le nombre de spires secondaires,
- Calculer la section des conducteurs,
- Calculer les pertes.

1. Méthodologie de dimensionnement des noyaux magnétiques

Afin de généraliser et de simplifier le dimensionnement, nous avons considéré qu'il est alimenté par une tension carrée symétrique de rapport cyclique ½, d'amplitude Ve et de fréquence F. De ce fait l'induction est donc triangulaire et symétrique. Ces hypothèses simplificatrices permettent d'avoir une première idée du dimensionnement global afin de faire un choix architectural. Ensuite les paramètres sont ajustés aux choix réalisés (paramètres liés au choix de positionnement des transformateurs du DGIT, etc..).

Pour dimensionner le noyau magnétique nous calculons tout d'abord le produit des aires (*Ap*) pour le primaire du DGIT :

$$Ap = S_b A_w = \frac{K.\alpha Ve.Ie}{J.2.B.f}$$ **Équation 18**

Avec : S_b = Section de bobinage,

A_w = Section du circuit magnétique,

K=coefficient de foisonnement des conducteurs,

V_e = tension primaire du transformateur (V) = 48 V (correspondant au fonctionnement final du dispositif),

I_e = Courant efficace primaire du transformateur (A),

J = densité de courant (A/m²),

B = induction magnétique maximale (T),

F = fréquence d'alimentation,

α = rapport cyclique=0,5.

Le produit des aires permet d'obtenir une géométrie reliant la puissance du transformateur à la section de cuivre (S_b) et de fer (A_w). Le résultat n'étant pas toujours optimal, celui-ci sera vérifié et ajusté si nécessaire dans la suite du dimensionnement.

La section de cuivre et la section de fer sont représentées à la Figure 57. La distance d'isolation (d_{isol}) impose un surdimensionnement du noyau magnétique. Cette contrainte est telle que le bobinage sera réalisé en une seule couche.

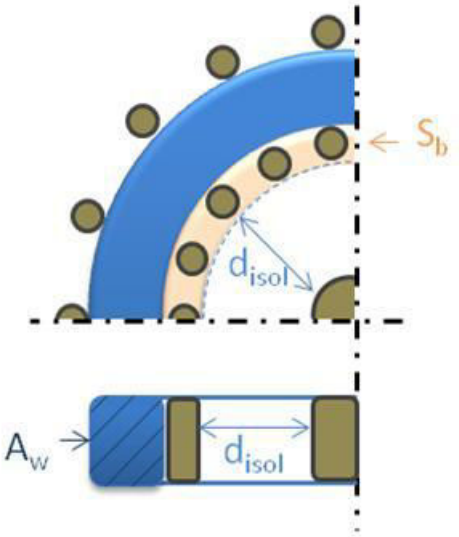


Figure 57: Représentation des surfaces de cuivre et de fer sur une coupe d'un transformateur du DGIT

Le coefficient de foisonnement K est lié au taux de remplissage du bobinage. Avec les choix que l'on a faits vis-à-vis de la forme du noyau magnétique et des contraintes d'isolation, nous utilisons un coefficient de 2,5.
La densité de courant a été fixée à la valeur classique de 5A/mm².
Le rapport cyclique est de 0,5 ce qui permet un fonctionnement en pleine onde. Cette configuration correspond à la puissance maximale transmise.
Une fois que le noyau primaire est dimensionné, nous déduisons le dimensionnement des noyaux secondaires. Comme la puissance au secondaire représente le $n^{ème}$ de la puissance primaire (« n » étant le nombre de secondaires du DGIT), nous pouvons donc exprimer son produit des aires comme étant le $n^{ème}$ du produit des aires du premier circuit magnétique. Cette hypothèse implique que toutes les charges secondaires sont identiques.

La valeur du produit des aires est ensuite comparée aux données constructeur [MAGNETICS], [NANOPHY], [FERROXCUBE] afin de choisir le noyau magnétique le plus approprié. Ces calculs ont été faits pour les deux types de matériaux cités précédemment (ferrite et nanocristallin) ayant une perméabilité élevée.
A partir du noyau choisi, nous déduisons :

- La section de fer,
- La section de bobinage,
- La longueur de fer,
- La masse du noyau,
- Les dimensions du noyau.

A ce niveau de l'étude, le matériau nanocristallin semble être le plus approprié grâce à son induction pouvant atteindre 1,25 T, ce qui contribue à la diminution du volume du noyau magnétique.

2. Calcul du nombre de spires primaire du DGIT

Ce qui différencie les deux types de transformateurs du DGIT1, sont les paramètres constitutifs (tension d'alimentation, tension d'isolement) ainsi que leur nombre de spires. Pour le transformateur constituant le primaire du DGIT, le nombre de spires primaire est calculé et le nombre de spires secondaire est imposé à « 1 ». Pour le transformateur constituant le secondaire du DGIT1, le nombre de spires primaire est imposé à « 1 » le

nombre de spires secondaire est calculé. En effet, le nombre de spires possible pour le fil pilote doit rester minimal à cause de sa simplicité de montage et de l'isolement galvanique (maintien d'une distance constante entre le bobinage primaire et secondaire tout en ayant un volume complet le plus faible possible). Dans un premier temps ce nombre est imposé à « 1 » pour le développement des modèles. Dans un second temps, ce paramètre sera rajouté dans le calcul des paramètres optimaux pour un DGIT multi secondaires.

Le nombre de spire primaire est une donnée nécessaire pour le calcul du courant magnétisant.

$$N_e = \frac{\alpha V_e}{2B.f.A_e}$$ **Équation 19**

Avec : A_e = section de fer,

α = rapport cyclique = 0,5.

Le nombre de spires secondaire du DGIT est calculé par la suite en fonction des tensions primaires et secondaires, du nombre de spires primaire et de la chute de tension dans le fil pilote.

3. Vérification de la distance d'isolement

La distance d'isolement minimale a été fixée à 12 mm pour tenir une tension de 60 kV (6 mm pour une tension de 10 kV, surdimensionné pour simplifier la disposition des fils) avec le noyau imprégné dans une résine isolante. Cette vérification est effectuée au niveau du rayon intérieur, en tenant compte du diamètre des conducteurs.

Si le rayon intérieur auquel on a retiré la valeur de la section de bobinage est plus petit que la distance d'isolement, on augmente la taille du noyau magnétique et on reboucle le calcul.

Dans ce cas tous les paramètres liés au noyau sont changés et le nombre de spires primaire est recalculé.

4. Vérification du courant magnétisant

Le courant magnétisant s'ajoute donc au courant actif fourni à la charge. Le courant magnétisant génère donc une grande partie de la puissance réactive du système. Le principe du DGIT a tendance à rendre la valeur du courant magnétisant conséquente (mise en parallèle des transformateurs secondaires) lorsque celui-ci est ramené au primaire du DGIT. Il est donc nécessaire de maitriser cette valeur afin de minimiser la puissance réactive et de ne pas sur-dimensionner l'alimentation du DGIT.

Le courant magnétisant est calculé pour le système complet (prenant en compte le primaire du DGIT et le nombre n de secondaires du DGIT), son allure est rappelée à la Figure 58. Nous commençons par le calcul des inductances magnétisantes du transformateur primaire ($L_{\mu 1}$) et des transformateurs secondaires du DGIT ($L_{\mu 2}$), le tout ramené au primaire du DGIT.

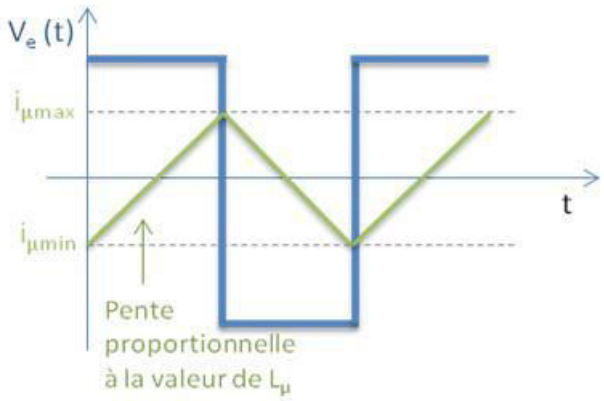


Figure 58: Evolution du courant magnétisant dans le noyau magnétique du DGIT

$$L_{\mu 1} = N_e{}^2.\mu_0\mu_{r1}\frac{Ae_1}{le_1} \qquad \textbf{Équation 20}$$

$$L_{\mu 2} = N_e{}^2.\mu_0\mu_{r2}\frac{Ae_2}{n.le_2} \qquad \textbf{Équation 21}$$

Avec le = longueur effective du circuit magnétique,

n = nombre de secondaire du DGIT.

Ensuite nous introduisons les équations des inductances magnétisantes dans l'équation du courant magnétisant afin d'obtenir le courant magnétisant global du DGIT en fonction du nombre de secondaires n. On observe bien que $i_{\mu max}$ croit avec n.

$$i_{\mu\max} = i_{\mu 1} + i_{\mu 2} = \frac{\alpha.V_e}{2F.L_{\mu 1}} + \frac{\alpha.V_e}{2F.L_{\mu 2}} = \frac{2F(Ae_1.B_1)^2}{\alpha.V_e.\mu_0}\left(\frac{1}{\mu_{r1}\dfrac{Ae_1}{le_1}} + \frac{1}{\mu_{r2}\dfrac{Ae_2}{n.le_2}}.\right) \qquad \textbf{Équation 22}$$

L'amplitude du courant magnétisant triangulaire est ensuite comparée à une valeur « cible » que nous imposons comme étant un pourcentage du courant absorbé.

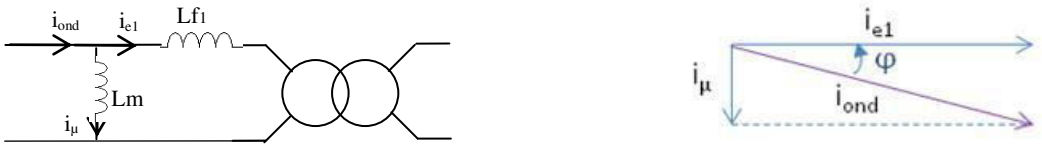


Figure 59: Représentation des courants en entrée du DGIT

$$|i_{ond}| - |i_{e1}| = (1+\delta) \qquad \textbf{Équation 23}$$

Avec δ = surcharge tolérée,

i_{e1} = courant d'entrée du 1er tore,

i_{ond} = courant fourni par l'onduleur.

Sachant que $\cos\varphi = \frac{i_{e1}}{i_{ond}}$ et que $\tan\varphi = \frac{i_{\mu}}{i_{e1}}$ nous obtenons pour le courant magnétisant idéal :

$$i_{\mu\max} = i_{e1}\sqrt{2\delta + \delta^2}$$ **Équation 24**

A titre d'illustration, dans le cas d'une tension d'alimentation de 48 V et de l'utilisation de matériaux nanocristallins, le courant magnétisant est de 6% du courant total, pour une fréquence de fonctionnement avoisinant 25 kHz, ce qui est satisfaisant par rapport aux limites fixées.

5. Calcul du nombre de spires secondaires

Une fois les noyaux magnétiques dimensionnés, il est possible de dimensionner les conducteurs. Dans cette étape, la chute de tension dans le fil pilote est prise en considération. En effet selon sa valeur, le rapport de transformation doit être ajusté. Le calcul du nombre de spires secondaires dans le cas du transformateur se trouvant au secondaire du DGIT, se fait à l'aide du rapport de transformation qui permet d'imposer 30V en sortie (on rappelle que le nombre de spires se trouvant au primaire de ce transformateur est fixé à 1).

6. Calcul de la section des conducteurs et du nombre de couche du bobinage

Le conducteur étant du fil de litz, le nombre de conducteurs sera donc le nombre de brins présents dans le fil, sa valeur détermine ses caractéristiques.

Le nombre de couches de bobinage est calculé en fonction de l'épaisseur des conducteurs et de l'épaisseur des gaines de protection des conducteurs.

Nous avons évidement observé un surdimensionnement des noyaux magnétiques dû à la distance d'isolement. Dans cette application, nous aurons l'avantage de ne devoir réaliser qu'une seule couche de bobinage.

Lorsque les dimensions du noyau magnétiques sont augmentées, le courant magnétisant doit être recalculé.

7. Calcul des pertes Joules et des pertes fer

*Pour calculer les **pertes joules*** on commence par calculer les pertes dans les conducteurs de litz [LGM]. D'après les données constructeur, la composante alternative de la résistance du fil est calculée à partir de sa composante continue, indépendamment de l'application dans laquelle le fil est inséré. Il faut donc calculer ces deux termes :

Résistance DC : $Rdc = R.k_{13}.k_2.l$ **Équation 25**

Avec : k_{11} = 1,02; pour 1 torsade d'un pas de 20 mm,

k_{12} = 1,04; pour 2 torsades d'un pas de 20 mm,

k_{13} = 1,06; pour 3 torsades et plus d'un pas de 20 mm,

k_2 = 1,03; pour le risque de cassure pour des ensemble de plus de 25 fils,

l = longueur de la bobine donnée par le constructeur (m),

R = Resistance du fil donné par le constructeur (Ω/m).

Cette résistance, dans le cas du fil de litz, est non seulement dépendante de la résistance linéique et de la longueur, mais elle est aussi fonction du nombre de torsades par unité de longueur.

Pour calculer la résistance AC (Rac), il faut tout d'abord calculer la résistance DC (Rdc). Ensuite il faut procéder comme suit :

- Calcul du ratio Rac/Rdc pour un fil unitaire

$$\frac{Rac}{Rdc} = 0.25 + \sqrt[6]{0.18 + \left(\frac{S}{P.ep}\right)^6} - 0.25 + \sqrt[6]{0.18 + \left(\frac{D}{4ep}\right)^6}$$ **Équation 26**

Avec P= périmètre du conducteur

S= section du conducteur

D=diamètre du toron final

Calcul de Rac pour tous les conducteurs du fil pilote :

$$Rac = \left[\phi + K\left(\frac{Nd}{D}\right)^2 \psi\right] \times Rdc$$ **Équation 27**

Avec $\phi = \frac{Rac}{Rdc}$, pour un fil unitaire

N=nombre de brins

d=diamètre du fil unitaire en mm

D=diamètre du toron final en mm

$\psi = \left(\frac{d\sqrt{F}}{186.8\sqrt{2}} \right)$ = coefficient lié au courant induit

La résistance AC est due à l'effet de peau liée à la fréquence d'alimentation. Nous procédons de la même manière pour le calcul de la résistance AC dans le fil et dans le bobinage.

Après avoir quantifié ce paramètre sur une plage de fréquence intéressante pour notre application, nous avons effectivement vérifié qu'il est négligeable devant la résistance DC pour les choix géométriques effectués.

*Calcul des **pertes fer***

Les pertes dans un matériau magnétique sont le résultat de la variation d'induction dans la matière qui provoque une dissipation d'énergie appelée « pertes magnétique » ou « pertes fer ». Cette dissipation est décomposée en trois types de pertes :

- Les pertes par hystérésis
- Les pertes par courants de Foucault
- Les pertes résiduelles ou par trainage

Les pertes par hystérésis sont le résultat du travail des forces de freinage sur les parois de Bloch en mouvement (liée aux variations de sens du champ H). En d'autres termes, elles correspondent au travail nécessaire pour parcourir la courbe B-H ($W_h = \int_{cycle} B.dH$).

Les pertes par courant de Foucault sont les pertes par effet Joules liées aux courants circulant dans le matériau conducteur (courants crées par la variation du flux dans le temps).

Ces pertes se calculent de la façon suivante :

$$P_F = \int_V \rho . i^2 dV$$ **Équation 28**

Avec ρ= résistivité du matériau

V= volume du matériau

Dans un matériau nanocristallin, le noyau étant constitué par un ruban de très faible épaisseur (20 µm) isolé entre chaque spire, les pertes par courant de Foucault sont réduites. Ceci au point de rendre négligeables les pertes par courant de Foucault dans ce matériau.

Les propriétés du ferrite Mn Zn (T38 de la marque EPCOS) font que ses pertes par courant de Foucault sont également négligeables grâce à la résistivité élevée des grains et à la grande isolation des joints de grains [LEBOURGEOIS].

Les pertes par trainage sont dues au retard de l'induction par rapport au champ H lors de variation brusque de H. Cette variation est due soit à l'effet de la fluctuation de température, soit à la diffusion d'atomes de carbone abaissant l'énergie interne et modifiant la polarisation (trainage par diffusion apparaissant pour un B élevé entrainant des courants induits augmentant avec la fréquence). Dans l'application réalisée, il n'y aura pas de variation de température. Nous imposeront une induction inférieure à la valeur maximale, ce qui évitera le trainage par diffusion.

Les pertes par trainage sont donc considérées comme négligeables.

Nous avons approximé l'expression des pertes fer par la formule de Steinmetz :

$$Pfer = K.f^{a}B^{b}$$ **Équation 29**

Avec K, a et b étant des constantes propres au matériau et ne changent pas en fonction de la fréquence ou en fonction de l'induction magnétique. Il a donc été possible de les quantifier à l'aide des courbes de pertes fournies par le constructeur.

Pour le matériau nanocristallin utilisé nous obtenons :

K = 3,03, a = 1,709, b = 2,187

Les pertes fer sont dépendantes des propriétés du matériau qui varient suivant la fréquence (voir Figure 60).

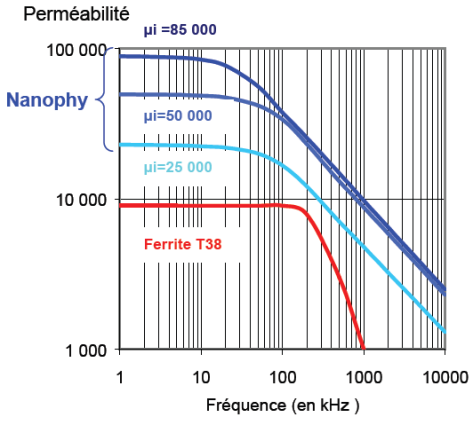


Figure 60: Perméabilité initiale des matériaux nanocristallins et ferrites en fonction de la fréquence

Nous pouvons voir grâce à l'Équation 29 et le rapport proportionnel entre l'induction et la perméabilité magnétique, que le rapport entre les pertes fer du DGIT évolue en fonction de la perméabilité relative du matériau magnétique. Ceci est également vérifié par la fréquence de cassure propre aux matériaux ferrite et nanocristallin que l'on peut observer à la courbe Figure 60. Nous pouvons donc conclure que, selon le matériau choisi, lorsque la fréquence augmente, la perméabilité diminuera plus ou moins. Cette évolution influence principalement

les pertes fer qui diminuent et le courant magnétisant qui augmente (ce qui augmente la puissance réactive). À ce niveau de l'étude deux matériaux ont été sélectionnés (ferrite haute perméabilité et nanocristallin). Plusieurs paramètres rentrent en considération dans ce choix (pertes fer, courant magnétisant, volume, etc…). Le compromis entre tous ces paramètres doit être effectué sur l'architecture complète du DGIT à plusieurs secondaires.

8. Algorithme de dimensionnement du DGIT

Pour effectuer un choix, un calcul de dimensionnement paramétrique a été réalisé avec les données suivantes imposées :

- Tension d'entrée (48 V),
- Tension de sortie (30 V),
- Puissance de chaque sortie (10 W),
- Tension d'isolement THT (60 kV),
- Tension d'isolement HT (10 kV),
- Longueur du fil pilote (1 mètre),
- Nombres de voies en parallèle :8.

La constante choisie est la densité de courant dans les conducteurs (suivant leur forme : 5A/mm²).

Le programme de dimensionnement permet de déterminer la fréquence et l'induction, en faisant varier ces paramètres tour à tour, pour trouver le point de fonctionnement idéal afin de répondre aux critères souhaités dans l'ordre de priorité suivant :

- La tenue diélectrique,
- Les dimensions,
- La modularité,
- Le rendement,
- Les pertes.

L'objet de ce paragraphe est de fixer plusieurs paramètres à la fois primordiaux et contraignants.

Ces paramètres sont primordiaux pour plusieurs raisons :

- Ce développement est centré sur les dimensions du DGIT, son rendement, les tensions de sortie et principalement la tenue diélectrique. Cette dernière influe sur le volume de la structure complète et agit donc sur les pertes fer que l'on cherche à réduire au

maximum. La distance nécessaire entre les bobinages des transformateurs surdimensionne le circuit magnétique. Ceci permet toutefois de réduire le nombre de spires primaires et secondaires du DGIT, nombre dépendant de la section de fer. De ce fait, ceci réduit les pertes joules et aussi parce qu'un courant plus faible circule dans le fil pilote.

- L'utilisation du fil de litz pour le fil pilote avec une spire unitaire est à la fois pratique au regard des distances qui séparent les primaires et secondaires des DGITs et vis-à-vis de l'architecture permettant une mise en parallèle de plusieurs secondaires. Le fil pilote constituant une seul spire, il en résulte que le courant circulant dans le fil de litz a un rapport proportionnel au nombre de spires primaires. Selon l'amplitude de ce courant, une chute de tension conséquente peut apparaitre. Ainsi, la disposition du fil reliant le primaire et le secondaire, donc l'architecture globale du DGIT est un point important pour la limitation de la chute de tension. **Pour le paramétrage des dimensions du fil pilote, la densité de courant est choisie constante (5 A/mm²)**, seul le diamètre du fil varie en fonction du courant le traversant.
- Le matériau magnétique constituant les noyaux des transformateurs détermine en partie la valeur du courant magnétisant. Plus la perméabilité μ est élevée et plus l'inductance magnétisante L_μ est forte ce qui réduit le courant magnétisant (réduction de la puissance réactive). Le choix du matériau magnétique est effectué en fonction de son induction maximale qui agit sur les pertes fer et de sa perméabilité qui agit sur le courant magnétisant. Une fois le matériau choisi, un ajustement de l'induction est toujours possible afin de réduire les pertes. Toutefois, un compromis doit être réalisé car en augmentant le nombre de spires primaire (N_1), on réduit l'induction mais on augmente les pertes joules, toutes choses égales par ailleurs.
- Le nombre de spires secondaires permet de compenser les chutes de tension présentes dans le fil pilote afin de respecter la tension imposée en sortie du DGIT.
- Le volume du circuit magnétique dépend d'une fonction inverse de la fréquence. Par contre la valeur du courant magnétisant et des pertes fer sont proportionnelles à la fréquence. En plus d'agir sur les pertes fer et le rendement, la fréquence d'alimentation crée de l'effet de peau dans les conducteurs, lorsque celle-ci est élevée.

L'interaction de tous ces éléments impose le développement d'une optimisation paramétrique. La Figure 61 représente le synoptique décrivant le procédé de calcul pour dimensionner le DGIT.

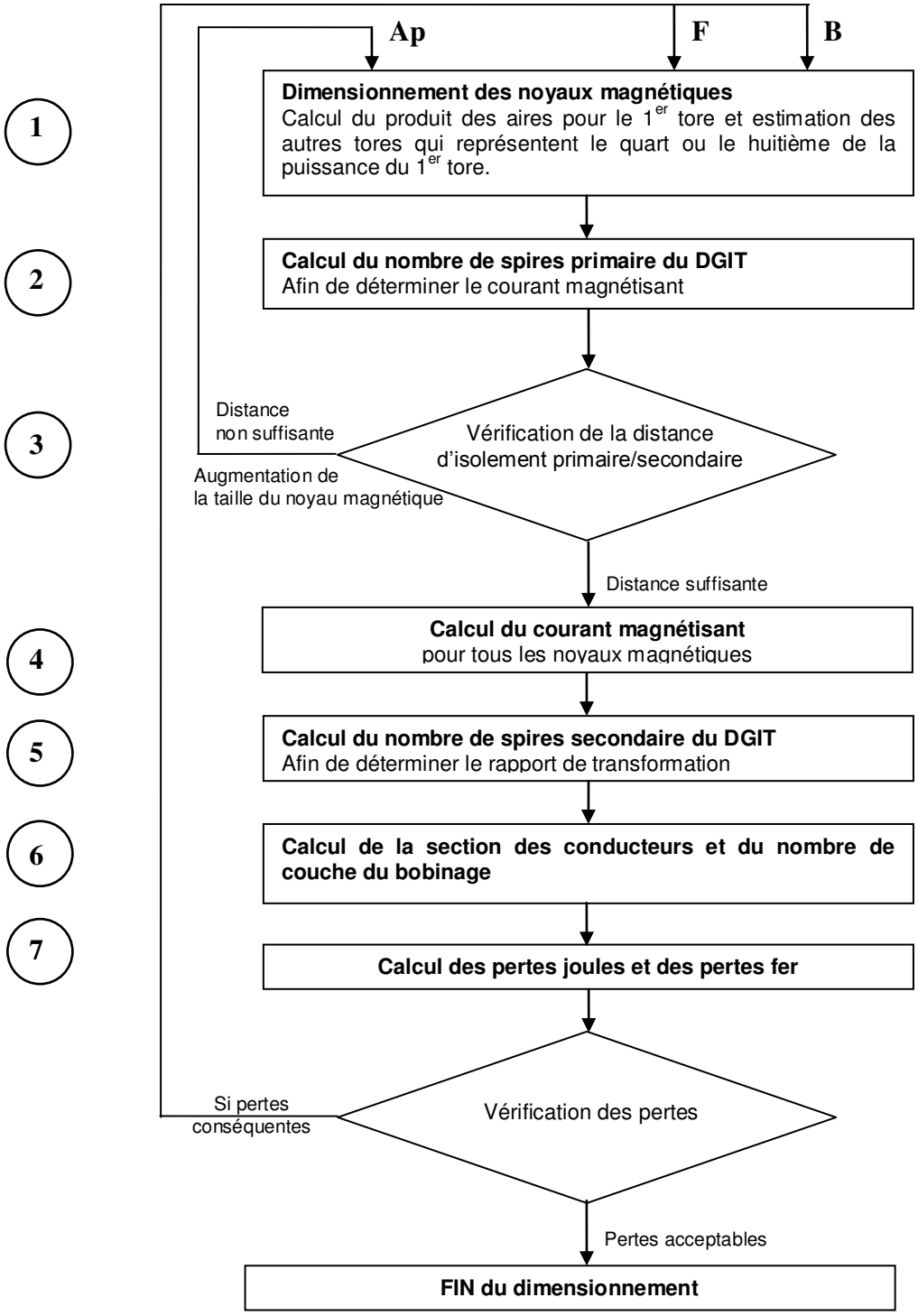


Figure 61: Synoptique de dimensionnement du DGIT

La subtilité de cet agencement réside dans le fait que les paramètres dimensionnants sont extrêmement sensibles à toute variation. Les paramètres les plus contraignants sont le volume du noyau et le courant magnétisant qui va définir la tension et le courant de l'onduleur qui alimente le système.

Comme nous pouvons le voir dans l'Équation 22, le courant magnétisant dépend directement de plusieurs paramètres qui font partie des éléments à définir.

Nous pouvons déduire de cette équation que le courant magnétisant va fortement dépendre de :

- La taille du noyau magnétique,
- La fréquence d'alimentation,
- La tension d'alimentation,
- Des caractéristiques du matériau magnétique.

Comme la taille du système complet doit être la plus faible possible, en plus de la réduction de la distance entre le bobinage primaire et secondaire, nous avons agit sur le choix du matériau afin d'avoir une perméabilité magnétique la plus élevée possible (matériaux étudiés par la suite, grâce aux comparaisons des résultats obtenus séparément pour l'optimisation paramétrique).

Nous avons également agi sur la fréquence d'alimentation. Celle-ci influe sur le courant magnétisant mais elle influe aussi sur les pertes fer du noyau magnétique et sur le nombre de spires du bobinage, donc sur les pertes par effet joules. Pour définir la valeur idéale de la fréquence d'alimentation, plusieurs paramètres (dont ceux cité précédemment) ont été calculés sur une plage de fréquence allant de 20 kHz à 50 kHz.

Dans l'étude qui suit, deux matériaux magnétiques ont été sélectionnés pour leur grande perméabilité nécessaire pour limiter l'inductance magnétisante dans les transformateurs. Les matériaux choisis et comparés par la suite sont : le ferrite MnZn (T38 de la marque EPCOS) et le nanocristallin (Arcelor Mital).

Chacune des étapes numérotées sur le synoptique de la Figure 61, sont décrites ci-dessous, en suivant cette même numérotation [FERRIEUX-99] [FOCH].

III. Choix paramétrique pour l'optimisation du DGIT

Le programme a permis d'effectuer plusieurs choix de dimensionnement. Le premier concerne l'architecture à adopter. Ensuite, les choix ont concerné le matériau, la fréquence de fonctionnement et le nombre de spires du fil pilote les plus adaptés à notre application.

1. Choix de l'architecture

Malgré les limitations déjà évoquées sur la structure à circuit magnétique unique, nous avons néanmoins effectué un dimensionnement pour s'assurer de l'inadéquation de cette solution.

Dans cette structure à noyau magnétique unique, un espace de bobinage a été alloué pour chaque secondaire avec une séparation entre chaque bobinage destinée à la tenue diélectrique, comme nous pouvons le voir sur le schéma de la Figure 62.

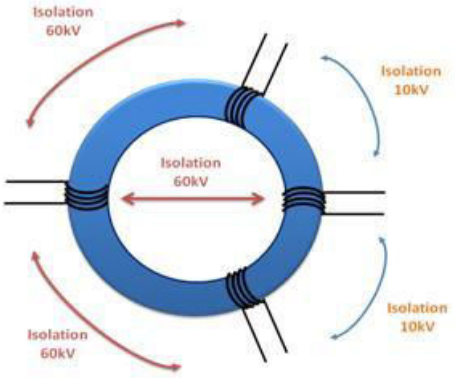


Figure 62: Disposition des bobinages sur une structure à noyau magnétique unique

Le critère permettant de choisir entre l'architecture à noyau magnétique simple ou multiple, est le volume. Le volume de fer des architectures à plusieurs noyaux reste le même car il est défini par la tenue diélectrique. Le programme de calcul pour ce cas nous donne les volumes de fer suivant avec du matériau nanocristallin :

- 556,5 cm^3 pour la structure à simple noyau,
- 45,6 cm^3 pour la structure à 3 secondaires.

Nous pouvons déduire de ces résultats, que malgré la disposition des différents bobinages visant à réduire l'encombrement, cette structure reste beaucoup plus volumineuse que celles composées de plusieurs noyaux magnétiques. Ceci exclut totalement cette solution.

Dans un second temps, la question du choix d'architecture a été posée, le logiciel de dimensionnement développé permet de préciser ce choix.

Les critères permettant de choisir parmi les 4 architectures à noyaux magnétiques multiples, sont la chute de tension dans le fil pilote, les pertes fers et le poids liés aux multiples noyaux.

Les résultats obtenus dans le tableau ci-dessous, ont été réalisés pour un DGIT à 3 secondaires, une puissance totale fournie aux trois charges de 40 W, une tension d'alimentation de 48 V DC, une fréquence de 25 kHz, un matériau magnétique en nanocristallin (perméabilité de 70000 et induction de 0,55 T) et des fils pilotes de diamètre 2,5 mm et de longueur 1 m. Ces valeurs ont été fixées afin de comparer les structures entre elles.

Tableau 4: Comparaison des chutes de tension, pertes fer et poids pour les 4 architectures

	série	parallèle 1	cascade	parallèle 2
Chute de tension	3,4%	0,1%	1,6%	0,5%
Pertes fer	159mW	159mW	159mW	277mW
Poids	108g	157g	598g	127g

D'après le tableau 3, ci-dessus, nous pouvons remarquer que les pertes fer restent non significatives par rapport à la puissance à fournir dans cet essai (40W), ce qui fait des chutes de tension le premier critère de choix. Les architectures en cascade et parallèle 1 et 2 paraissent être les plus intéressantes du point de vue des chutes de tension (calcul de la tension en entrée du fil pilote par rapport à la tension en sortie du fil pilote), ce qui exclut l'architecture série du choix. De plus, son instabilité vis-à-vis de la régulation reste un facteur important à prendre en considération.

Du point de vue architectural, la structure parallèle 2 est plus intéressante que la parallèle 1 pour la modularité de la connectique du secondaire du transformateur primaire du DGIT et pour la possibilité de centrer les bobinages primaires par rapport aux bobinages secondaires de ce transformateur.

A l'aide de la quantification des chutes de tensions et des pertes de chacune des structures, le choix s'est donc porté sur la structure parallèle 2, **tous les calculs qui suivent sont faits dans cette configuration**.

2. Choix du matériau magnétique

Le matériau constituant le circuit magnétique des transformateurs est choisi selon son aptitude à conserver ses propriétés magnétiques en haute fréquence. Les matériaux les plus appropriés au système étudié sont la ferrite Mn Zn (modèle T38 de la marque EPCOS) et le nanocristallin (Nanophy de la marque Arcelor Mital) pour leurs fréquences de fonctionnement élevées [LEBOURGEOIS], [PERRON].

Le ferrite a pour avantage d'être peu onéreux et de présenter des pertes fer faibles (75 kW/m^3 pour une fréquence de 25 kHz et une induction de 0,4 T). Son désavantage réside dans sa faible induction magnétique à saturation (inférieure à 0,4 T) et sa perméabilité (jusqu'à 15 000 pour le Mn Zn pour le modèle T46 de la marque EPCOS existant seulement en faibles dimensions).

Le matériau nanocristallin a pour avantage ses faibles pertes fer (59 kW/m^3 pour une fréquence de 25 kHz et une induction de 0,4 T) mais reste toutefois onéreux. Son avantage réside également dans sa forte induction magnétique à saturation (jusqu'à 1,25 T) et sa grande perméabilité (jusqu'à 200 000). Le choix s'est donc porté sur le nanocristallin.

Le matériau nanocristallin choisi est du Nanophy [NANOPHY]. Ce matériau a été choisi pour sa forte perméabilité de 70 000. Son induction à saturation reste supérieure à celle des

matériaux ferrite à la fréquence de travail envisagée. Une induction plus forte entrainerait une diminution du nombre de spires primaire et donc une augmentation du courant magnétisant. Le courant magnétisant est dans cette application, un paramètre aussi important que les pertes fer. Nous avons donc décidé de lui donner la priorité car nous pourrons toujours agir sur l'induction en changeant le nombre de spires primaire pour contrôler les pertes fer.

Nous avons donc réalisé un comparatif sur le courant magnétisant (cf. Tableau 5) pour un DGIT8 (à 8 secondaires) à noyaux magnétiques toriques, à la fréquence de 25 kHz pour une longueur de 1 m de fil pilote, une tension d'entrée de 48 V, une tension de sortie de 30 V et une puissance totale fournie de 52 W. Cette comparaison est donc effectuée pour des conditions fonctionnelles identiques.

Tableau 5: Comparaison des courant magnétisants pour les matériaux ferrite et nanocristallins

	Ferrite (T38)	Nanocristallin
$i_{onduleur}$	9,85A	1,42A
i_{μ}	9,48A	0,12A
i_{e1}	1,41A	1,41A

Les valeurs de certains paramètres n'ont pas pu être conservées identiques dans ce comparatif (nombre de spires primaires, courant dans le fil pilote, etc…) à cause des propriétés propres de chaque matériau à fréquence donnée (la perméabilité et les pertes fer étant différente pour les deux matériaux, les paramètres qui en découlent, telle que l'induction, ne sont donc pas identiques). Nous ne retrouvons pas les mêmes valeurs de courant fourni par l'onduleur, toutefois nous conservons le même courant efficace fourni à la charge active. Ainsi, nous pouvons remarquer que la proportion de courant magnétisant dans le courant total à fournir au DGIT par l'onduleur de tension est très conséquente dans la configuration avec des noyaux magnétiques ferrite. Le nanocristallin est donc le matériau le plus approprié à notre application. Sa très grande perméabilité est donc décisive dans ce type d'application.

3. Choix de l'induction et de la fréquence d'alimentation

Concernant le choix de la fréquence d'alimentation et l'induction dans les noyaux magnétiques, un compromis a dû être réalisé entre les dimensions (volume et poids) du DGIT, son rendement (les pertes fer étant directement liées à la fréquence) et le courant magnétisant, donc la puissance réactive à fournir.

Dans les simulations suivantes les conditions imposées sont : un DGIT8, une amplitude de tension d'entrée de 48 V DC, une amplitude de tension de sortie de 30 V, un matériau magnétique nanocristallin (perméabilité de 70 000), un nombre de spire unitaire du fil pilote

(densité de courant : 5 A/mm² et longueur :2 m) et une puissance consommée de 52 W répartie sur les 8 DGITs secondaires. Le nombre de spires primaire et secondaire évolue avec la fréquence (Equation 19).

L'un des critères les plus importants est le rendement, nous l'avons donc choisi afin de cibler le couple de paramètres induction/ fréquence fournissant le meilleur rendement (cf. Figure 63).

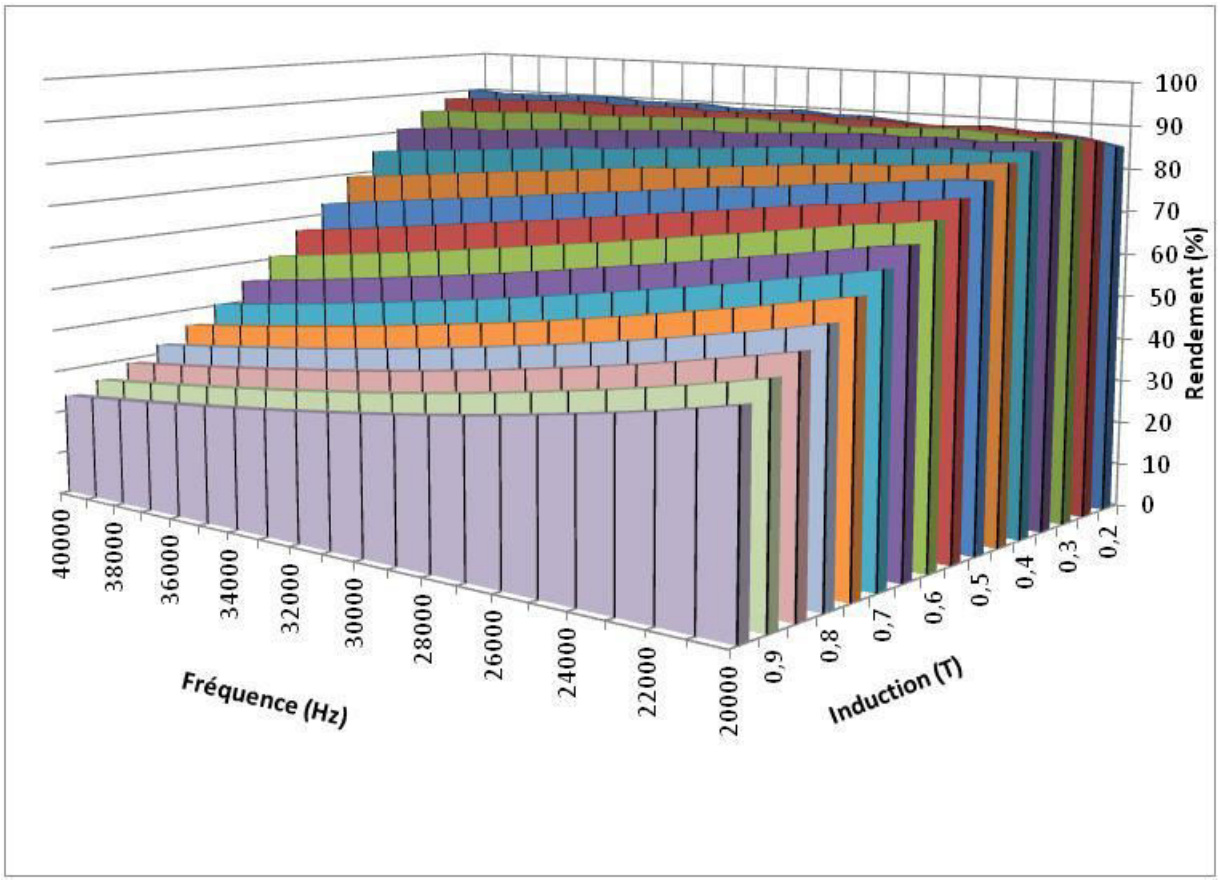


Figure 63: Variation du rendement en fonction de l'induction et de la fréquence

D'après les résultats obtenus à la Figure 63, nous pouvons déduire que les zones permettant d'atteindre les meilleurs rendements se situent :

- Aux fréquences les plus basses (entre 20 kHz et 25 kHz) et une induction comprise entre 0,2 T et 0,3 T,
- Aux fréquences les plus hautes avec l'induction la plus basse (entre 25 kHz et 40 kHz pour 0,1 T)

Afin d'affiner les résultats de ces zones, nous avons donc cherché à déterminer l'induction la plus intéressante à 25 kHz, ensuite à cette valeur, nous avons déterminé la fréquence la plus intéressante pour l'induction choisie.

Ainsi, nous avons réalisé une boucle de calcul dans laquelle nous avons fait varier l'induction de 0,1 T à 1 T à la fréquence de 25 kHz, en observant principalement les pertes (Joules et fer) et la chute de tension dans le fil pilote (Figure 64) et l'évolution du nombre de spires.

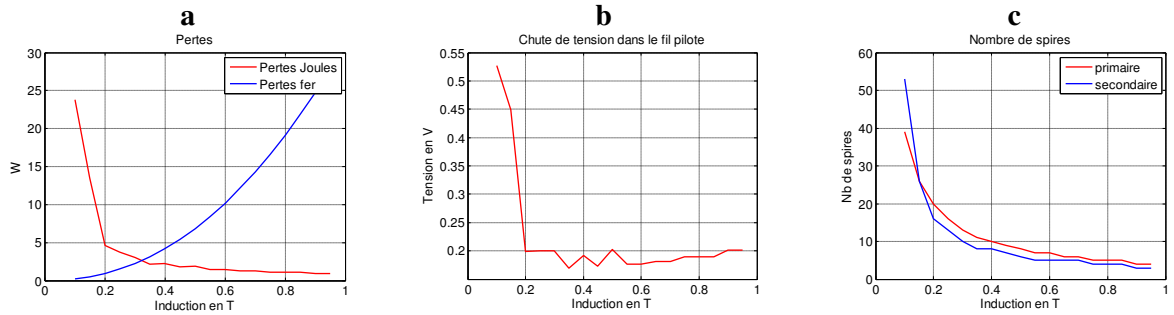
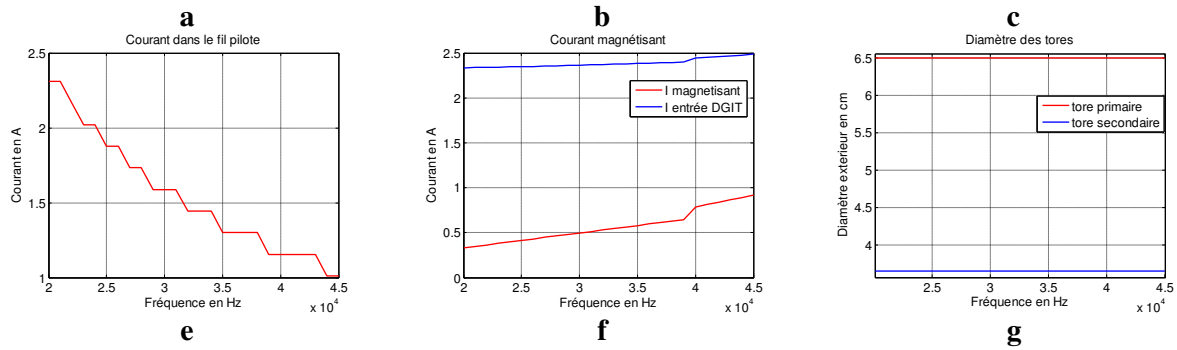


Figure 64: Caractéristiques liées au choix des paramètres par rapport à l'induction du noyau magnétique

Nous remarquons sur les figures ci-dessus que l'induction la plus adéquate est d'environ 0,3 T. Celle-ci permet à la fois d'obtenir un bon compromis pour les valeurs des pertes (pertes fer égales aux pertes Joules), ainsi qu'une chute de tension réduite dans le fil pilote.
Pour la suite, les calculs paramétriques en fonction de la fréquence ont donc été réalisés pour une induction de 0,3 T.

Nous faisons maintenant varier la fréquence entre 20 kHz et 45 kHz. Le choix de la fréquence de fonctionnement est établi à partir des résultats obtenus en considérant les valeurs des courants (magnétisant et dans le fil pilote), du diamètre des noyaux magnétiques, des pertes et du rendement (Figure 65).



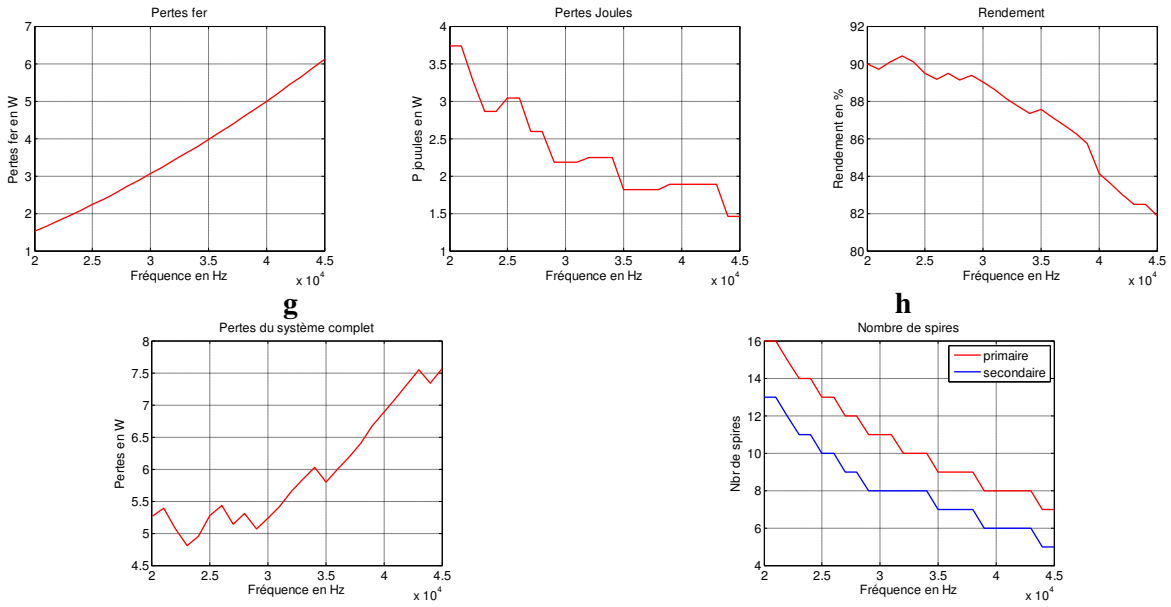


Figure 65: Caractéristiques liées au choix des paramètres par rapport à la fréquence d'alimentation

Les caractéristiques présentées à la Figure 65 montrent une allure irrégulière des courbes. Ceci est dû à la boucle de calcul qui réévalue tous les paramètres dimensionnant (tel que la section du fil pilote lié à l'évolution du courant dans le fil pilote, etc…) pour chacune des fréquences.

Les caractéristiques ci-dessus montrent que le diamètre des circuits magnétiques ne varie pratiquement pas en fonction de la fréquence. Ceci est dû à la distance d'isolement imposée entre les bobinages.

Nous avons donc pu fixer les dimensions des noyaux magnétiques du DGIT (cf. Tableau 6).

Tableau 6: Dimensions des noyaux primaires et secondaires du DGIT

	L_{fer}	S_{fer}	Dimension interne	Poids
DGIT primaire	16,7 cm	1,14 cm²	63 x 43 x 15 mm	139 g
DGIT secondaire	9,4 cm	0,6 cm²	35 x 25 x 15 mm	41 g

Dans les courbes de la Figure 65, nous pouvons également observer que les pertes sont principalement causées par les pertes fer qui augmentent avec la fréquence et par les pertes Joules qui, malgré leur diminution, restent élevées. Par conséquent, le rendement diminue en fonction de la fréquence. D'autre part, l'augmentation du courant magnétisant avec la fréquence participe à la puissance réactive du DGIT. Par contre, nous pouvons observer une diminution du courant dans le fil pilote avec l'augmentation de la fréquence. Ceci est dû à la diminution du nombre de spires primaires du DGIT.

La fréquence la plus intéressante sera donc celle pour laquelle le rendement est le plus élevé, avec un bon compromis entre le courant magnétisant et le courant dans le fil pilote. Le choix s'est donc porté sur la fréquence de 25 kHz hors des fréquences audibles.

4. Choix du nombre de spires du fil pilote

Le rendement étant lié aux chutes de tension dans le fil pilote, nous pourrions penser qu'en les diminuant en imposant un courant plus faible, nous pourrions l'augmenter. Pour diminuer ce courant, il suffit de réaliser plusieurs spires (N_{pilot}) avec ce dernier (ce calcul a été effectué pour l'architecture parallèle 2).

Tableau 7: Comparaison des rendements et poids pour plusieurs valeurs de spire du fil pilote

	$N_{pilot}=1$	$N_{pilot}=2$	$N_{pilot}=3$
Rendement	89,5%	91,93%	93%
Poids	489g	476g	475g

Nous pouvons remarquer au Tableau 7, que malgré l'augmentation du nombre de spires du fil pilote, le poids du système global diminue modestement. Ceci est dû au redimensionnement de la section de fil en fonction du courant y circulant : plus le courant est faible et plus la section du fil diminuera. Le rendement plafonne à 93 % ce qui représente 3,5 % de mieux que pour $N_{pilot} = 1$.

Il est donc plus intéressant de maintenir le nombre de spires du fil pilote à 1 car le rendement que l'on trouve (89,5 %) reste compatible avec le cahier des charges (supérieur à 80 %) et pour des questions de modularité, de positionnement des fils et de réalisation de l'imprégnation, ce nombre représente la meilleure solution.

5. Synthèse des choix paramétriques optimaux

Nous avons observé que les paramètres dimensionnant du DGIT sont inter-dépendants. Pour effectuer un choix, il a fallu donner des priorités à certains de ces paramètres et effectuer une étude d'optimisation.

Le premier choix a été de réduire les chutes de tension par le choix architectural du DGIT. Il a aussi été réalisé en tenant compte du besoin de modularité du système au moment de sa mise en oeuvre et pour la maintenance.

Le second choix s'est porté sur les dimensions des tores constituant les noyaux magnétiques. En effet, celles-ci étaient principalement contraintes par la distance imposée pour la tenue diélectrique Très Haute Tension et Haute Tension.
Le matériau magnétique et la fréquence d'alimentation étaient au même niveau dans l'ordre des choix. Ces deux critères étant très liés, ils ont été choisis pour un courant magnétisant le plus faible possible, des pertes fer les plus faibles possible ainsi que des chutes de tension les plus faibles possible.

Pour terminer nous avons déterminé le nombre de spires primaires nécessaire pour fixer une induction relativement faible (0,3 T) et de même des pertes fer, tout en gardant des chutes de tension acceptables dans le fil pilote.

Nous avons ainsi déduit, grâce au logiciel de dimensionnement, des paramètres optimaux aux Tableau 8 et Tableau 10, que nous avons calculé pour un DGIT8, alimenté à 48 V avec une tension de sortie de 33 V (maximum acceptable) et consommant une puissance totale de 52 W.

Tableau 8: Résultats du calcul optimal des paramètres dimensionnant du DGIT

Paramètres dimensionnement	
Matériau des noyaux magnétiques	nanocristallin
Dimension noyau magnétique du DGIT primaire	63 x 43 x 15 mm
Dimension noyau magnétique du DGIT secondaire	35 x 25 x 15 mm
Perméabilité	70000
Induction	0,3T
Tension d'alimentation	48 V
Fréquence d'alimentation	25kHz
Nombre de spires primaire	12
Nombre de spires secondaire	10
Rendement	89,5%

La configuration architecturale du DGIT (Figure 66) impose trois courants différents, donc trois diamètres différents de fil de litz répertoriés dans le Tableau 9 et le schéma de la Figure 66.

Tableau 9: Résultats du calcul optimal du fil pilote du DGIT

Brins	Section nominale	Diamètre ext. apparent (mm)			Résistance Ohm/m		Longueur	Traction de bobinage
Nbre	**CU mm²**	**Mini.**	**Nomin**	**Maxi**	**Mini.**	**Maxi.**	**m/Kg**	**Newt./100**
250	0.4908	0.881	1.036	1.191	0.0320	0.0420	203	3190
840	1.6094	1.768	2.080	2.392	0.0094	0.0120	58.7	10210
3600	5.8629	1.888	2.221	2.554	0.0026	0.035	16.3	37200

Le diamètre de chaque brin des fils de litz est de 0,05 mm².

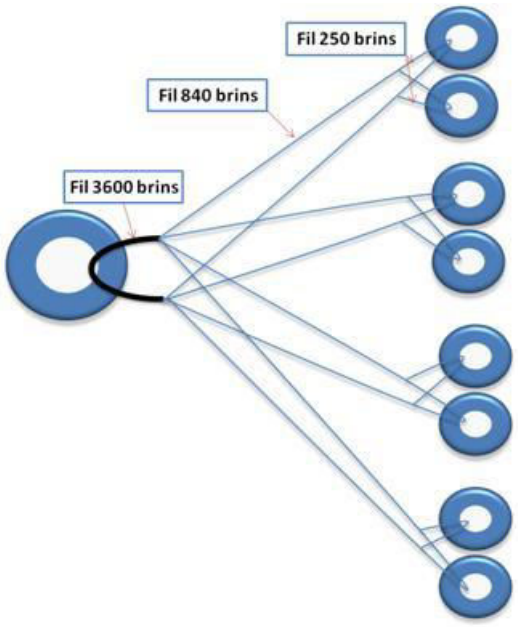


Figure 66: Architecture du DGIT et répartition des différents fils de litz pour le fil pilote

Ce choix architectural et paramétrique a donc permis de passer ensuite à l'étude comportementale du DGIT dans l'application pour lequel il est destiné.

IV. Etude fréquentielle du DGIT en mode différentiel

Dans le but de réaliser un modèle électrique équivalent en mode différentiel, une étude fréquentielle du dispositif est nécessaire, elle est requise pour l'extraction des paramètres circuits du modèle électrique.

1. Etude fréquentielle des transformateurs du DGIT

L'étude fréquentielle du DGIT a été réalisée avec les valeurs suivantes :

- Matériau nanocristallin pour les noyaux magnétiques (perméabilité : 70 000, induction : 0,3 T,
- Tension d'entrée 48 Vdc,
- Tension de sortie 33 Vdc,
- Nombre de spire primaire du DGIT : 12 spires,
- Nombre de spires secondaire du DGIT : 10 spires,
- Nombres de spires du fil pilote : 1 spire,
- Charge résistive de 50 Ω en sortie (pour cette partie),
- Matériau magnétique : nanocristallin.

Dans l'étude fréquentielle du DGIT, il faut tout d'abord décomposer les différents effets parasites pouvant exister afin de les localiser et les différencier les uns des autres.
En plus du schéma équivalent basse fréquence du transformateur (inductances de fuite, pertes cuivre, inductance magnétisante, pertes fer), nous pouvons ajouter les capacités apparaissant en haute fréquence. Elles sont essentiellement localisées entre le bobinage primaire et secondaire, entre fils, et entre le bobinage et le noyau magnétique (Figure 67).
En associant ces capacités au schéma équivalent classique du transformateur, nous en déduisons le schéma physique équivalent de la Figure 67.

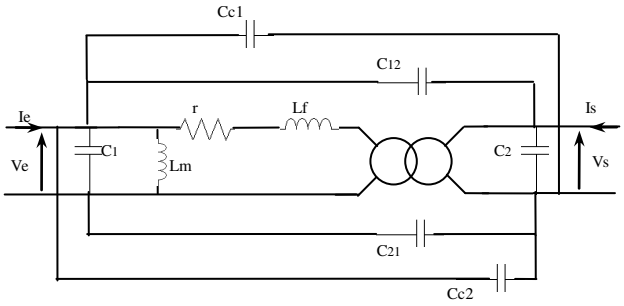


Figure 67: Modèle réel du transformateur

Avec : r = Resistance cuivre équivalente des bobinages ramenés au primaire,
L_f = inductance de fuite équivalente ramenée primaire,
L_m = inductance magnétisante.

Les capacités schématisées ci-dessus représentent l'interaction électrostatique entre les différents éléments du transformateur.
Pour pouvoir déterminer ces différents éléments, nous réalisons l'étude du système sous forme de quadripôle, ce qui revient à l'étude des admittances du circuit équivalent [KERADEC-09] :

$$\begin{bmatrix} I_e \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_e \\ V_s \end{bmatrix}$$ **Équation 30**

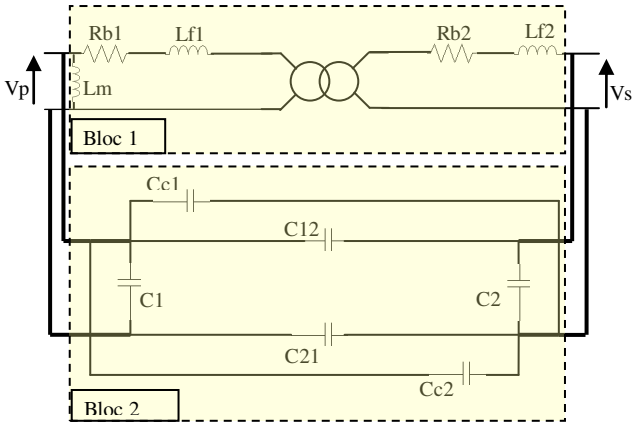


Figure 68: Séparation des effets électrostatiques et magnétostatiques

Avec : R_{b1} = Resistance du bobinage primaire,

R_{b2} = Resistance du bobinage secondaire,

L_{f1} = inductance de fuite primaire,

L_{f2} = inductance de fuite secondaire,

L_m = inductance magnétisante,

C_{c1} et C_{c2} = capacités croisées entre primaire et secondaire,

C_{21} et C_{12} = capacités entre primaire et secondaire,

C_1 et C_2 = capacités du bobinage primaire et du bobinage secondaire.

Une séparation en deux blocs est envisageable en faisant indépendamment une approche en basse fréquence (effets magnétostatiques, bloc 1 de la Figure 68) et en haute fréquence (effets électrostatiques, bloc 2 de la Figure 68).

Nous avons simplifié le bloc 2 en considérant les capacités croisées C_{c1} et C_{c2}, entre le primaire supérieur et secondaire inférieur et vice-versa, étant négligeables. En effet ces fils étant très éloignés les uns des autres, cette capacité peut être considérée comme quasiment nulle.

C_{12} et C_{21} sont égaux grâce à la géométrie du noyau magnétique et à la disposition des bobinages permettant l'équidistance entre les conducteurs primaires et secondaires. Nous avons donc défini : $C_p = C_{12}+C_{21}$.

Grâce à ce modèle équivalent, il est possible de séparer les deux effets en deux matrices d'impédances :

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} YL_{11} & YL_{12} \\ YL_{21} & YL_{22} \end{bmatrix}}_{\text{Basse fréquence}} + \underbrace{\begin{bmatrix} YC_{11} & YC_{12} \\ YC_{21} & YC_{22} \end{bmatrix}}_{\text{Haute fréquence}} \quad \textbf{Équation 31}$$

Avec :

$$Y_{11} = Y_{mag} + Y_f + j\omega(C_1 + C_p) \quad \textbf{Équation 32}$$

$$Y_{12} = -(\frac{Y_f}{m} + j\omega.C_p) \quad \textbf{Équation 33}$$

$$Y_{21} = Y_{12} \quad \textbf{Équation 34}$$

$$Y_{22} = \frac{Y_f}{m^2} + j\omega(C_2 + C_p) \quad \textbf{Équation 35}$$

$$Y_{mag} = \frac{1}{(j\omega.L_m)} \quad \textbf{Équation 36}$$

$$Y_f = \frac{1}{(r + j\omega.L_f)} \quad \textbf{Équation 37}$$

Ceci a permis de séparer sur une même mesure les valeurs obtenues en basse fréquence et celles obtenues en haute fréquence pour définir les éléments du modèle équivalent.

En effectuant des mesures avec un analyseur d'impédance, les éléments du modèle équivalent ont pu être renseignés (cf. Tableau 10).

Tableau 10: Valeurs obtenues pour les éléments du schéma équivalent d'un transformateur

	r	C_1	C_2	C_{12}	C_{21}	L_f	L_m
DGIT Primaire T1	1,13 Ω	-0,8 pF	0,4 pF	1,6 pF	1,6 pF	26 uH	13,7 mH
DGIT Secondaire T2	0,04 Ω	insignifiant	0,5 nF	1,1 pF	1,1 pF	0,1 uH	90 uH

Ce modèle a été vérifié grâce à des mesures d'impédance des deux transformateurs du DGIT en circuit ouvert et en court-circuit, pour une résistance de charge de 50 Ω. La courbe de perméabilité du matériau est variable en fonction de la fréquence, elle a donc été mesurée et intégrée au calcul d'impédance des différents transformateurs. Nous observons nettement cet effet à la Figure 71 (circuit ouvert).

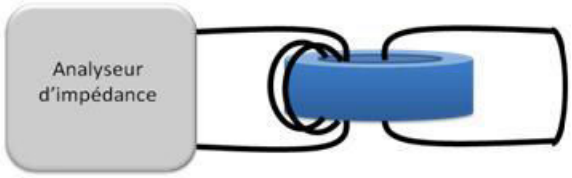


Figure 69: Procédure de mesure de l'impédance de T1 en court-circuit

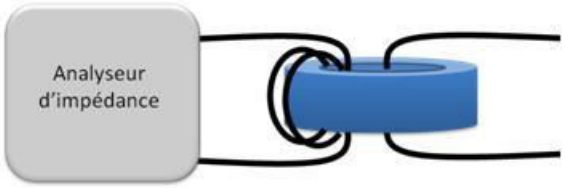


Figure 70: Procédure de mesure de l'impédance de T1 en circuit ouvert

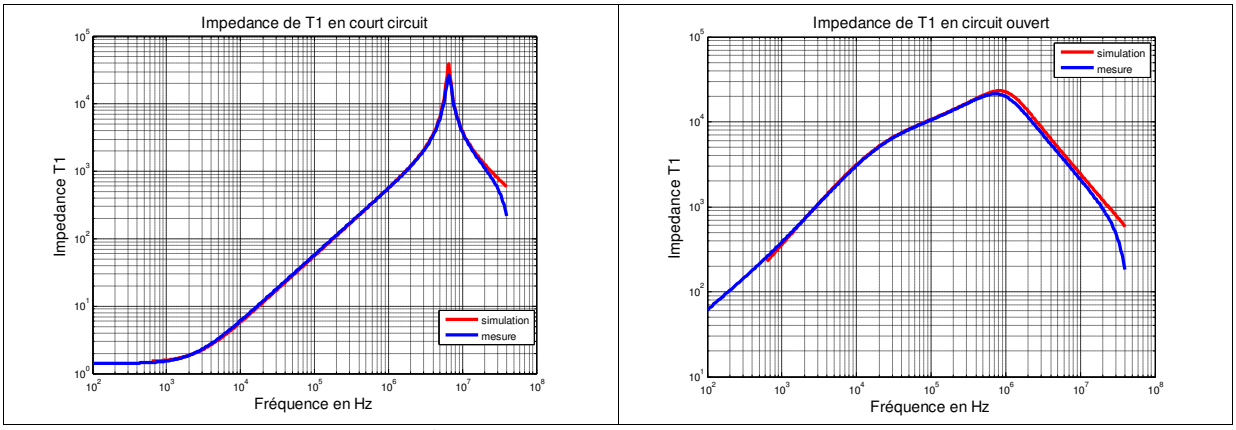


Figure 71: Impédance du transformateur primaire T1 du DGIT1

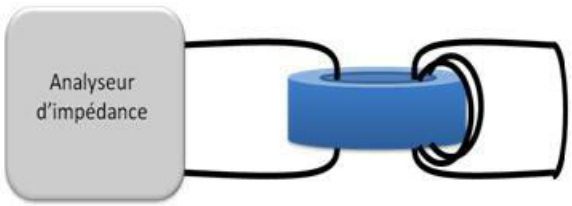


Figure 72: Procédure de mesure de l'impédance de T2 en court-circuit

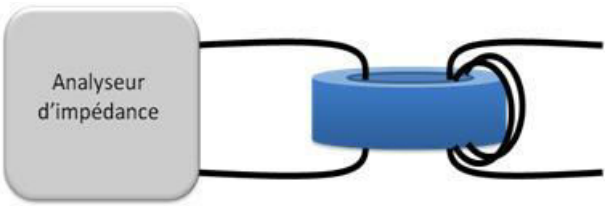


Figure 73: Procédure de mesure de l'impédance de T2 en circuit ouvert

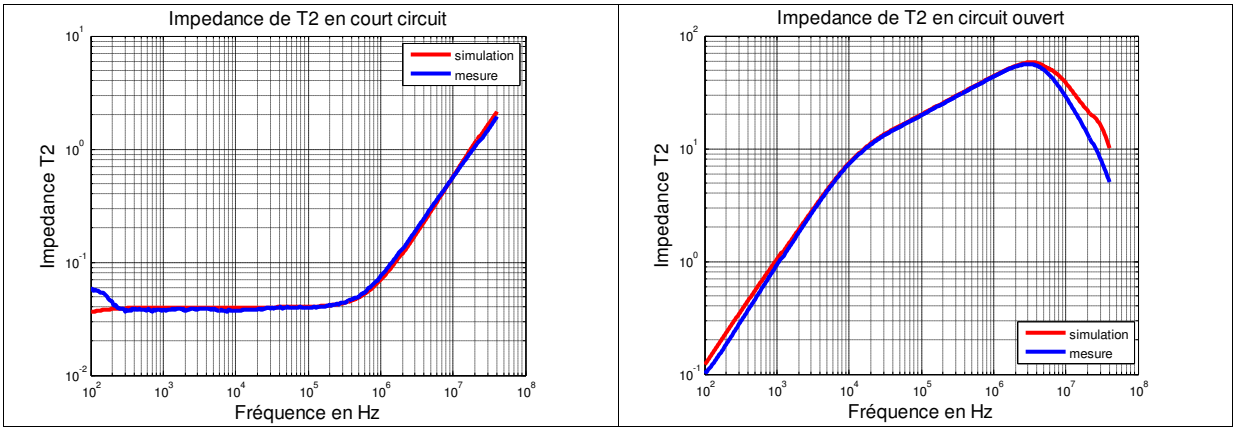


Figure 74: Impédance du transformateur secondaire T2 du DGIT1

Nous remarquons que les résultats de la simulation sont similaires aux mesures (Figure 71 et Figure 74). En circuit ouvert, nous remarquons pour les deux transformateurs une différence qui apparait en haute fréquence. Ceci est dû à la difficulté de réaliser une mesure précise des capacités équivalentes car leur valeur est de l'ordre du picofarad. Le modèle équivalent des deux transformateurs du DGIT simple secondaire est donc validé.

Une association de ces transformateurs a donc été réalisée sur la base de ces résultats pour créer le DGIT1. Le modèle équivalent du DGIT1 est l'association en série de deux transformateurs reliés par un fil de litz (Figure 75).

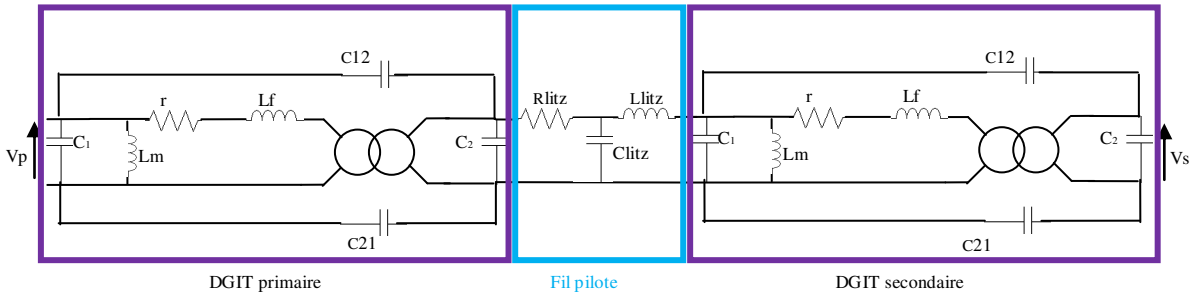


Figure 75: Schéma électrique équivalent d'un DGIT1 (avec un transformateur secondaire)

Ce modèle simplifié a été vérifié grâce à des mesures. Chaque transformateur étant équivalent à une matrice d'admittance, le calcul de l'admittance des transformateurs en parallèle se fait par addition des admittances de chaque transformateur et du fil de litz. Le calcul de l'admittance globale se fait grâce à une transformée des admittances en transmittances pour le calcul des quadripôles en cascades, comme nous pouvons le voir sur la Figure 76. Il est à noter que la capacité parallèle du fil de litz ne sera pas considérée dans la suite des calculs car lorsque nous la ramenons au primaire, celle-ci devient négligeable à cause du rapport de transformation entre le primaire et le secondaire du DGIT primaire très inférieur à 1.

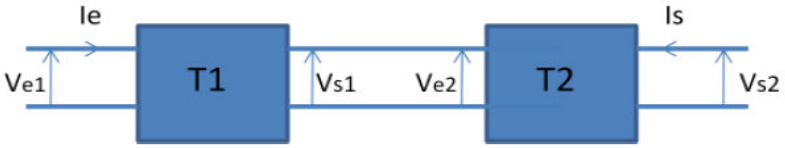


Figure 76: Schéma des transmittances pour un DGIT1

Grâce à cette méthode, nous pouvons assimiler le DGIT à un schéma bloc des transmittances que l'on calcule comme suit:

$$[T_{tot}] = [T_2] * [T_1]$$ **Équation 38**

Tout d'abord, une transformation des admittances en transmittances est réalisée :

$$[T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}$$ **Équation 39**

Avec :

$$T_{11} = \frac{-Y_{11}}{Y_{12}}$$ **Équation 40**

$$T_{12} = \frac{-1}{Y_{12}}$$ **Équation 41**

$$T_{21} = Y_{21} - \frac{Y_{11}Y_{22}}{Y_{12}}$$ **Équation 42**

$$T_{22} = \frac{-Y_{22}}{Y_{12}}$$ **Équation 43**

Équation 44

A la suite du calcul de la transmittance équivalente, l'admittance équivalente est déduite de la manière suivante :

$$Y_{11} = \frac{T_{11}}{T_{12}}$$ **Équation 45**

$$Y_{12} = \frac{1}{T_{12}}$$ **Équation 46**

$$Y_{21} = \frac{T_{21}T_{12} - T_{11}T_{22}}{T_{12}}$$ **Équation 47**

$$Y_{22} = \frac{T_{22}}{T_{12}}$$ **Équation 48**

La transformé des transmittances en admittances nous permet de faire le calcul de l'impédance équivalente du DGIT en court-circuit et en circuit ouvert, tel que nous pouvons l'observer à la Figure 77.

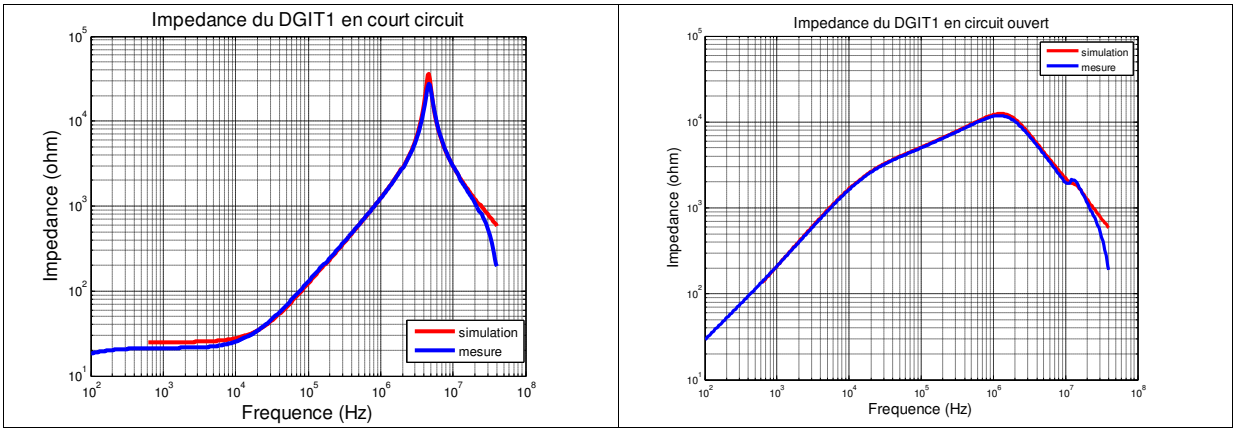


Figure 77: Impédance du DGIT1

La Figure 77 montre que le modèle équivalent du DGIT est donc validé grâce aux mesures des impédances.

La transformé des transmittances en admittances nous permet de faire le calcul de la fonction de transfert globale du DGIT. Ceci revient à écrire l'équation équivalente suivante :

$$\frac{V_s}{V_e} = \frac{-Y_{21_{tot}}}{Y_{22_{tot}} + \frac{1}{R_{ch}}}$$ **Équation 49**

Pour vérifier le modèle, nous avons tout d'abord effectué une comparaison pour un DGIT1 (à un secondaire).

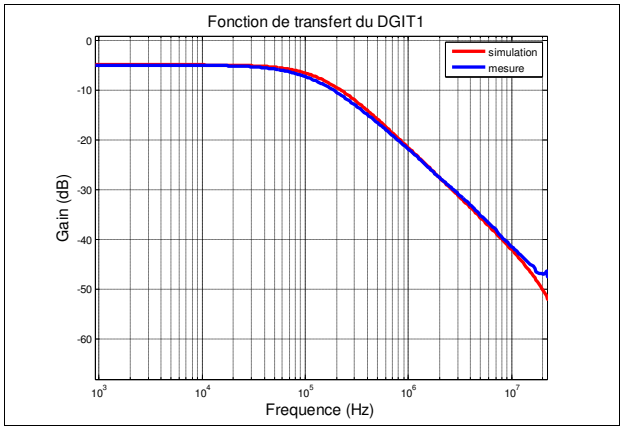


Figure 78: Fonction de transfert d'un DGIT1 (Vs/Ve)



Figure 79: Schéma de mesure de la fonction de transfert d'un DGIT1

Nous pouvons voir sur la Figure 78 que les résultats de simulations corrèlent correctement avec les mesures réalisées.

2. Etude fréquentielle du DGIT multi secondaires

Pour modéliser un DGIT à plusieurs secondaires, il suffit de schématiser plusieurs DGIT secondaires et fil de litz en parallèles (somation des matrices d'admittances). Le calcul de leur fonction de transfert devenant compliqué, nous l'avons donc effectuée sous forme de calcul quadripolaire.

Le but étant de créer un modèle pour un DGIT à plusieurs secondaires, la concordance entre simulation et mesure a été vérifiée pour les fonctions de transfert d'un DGIT2 et un DGIT3.

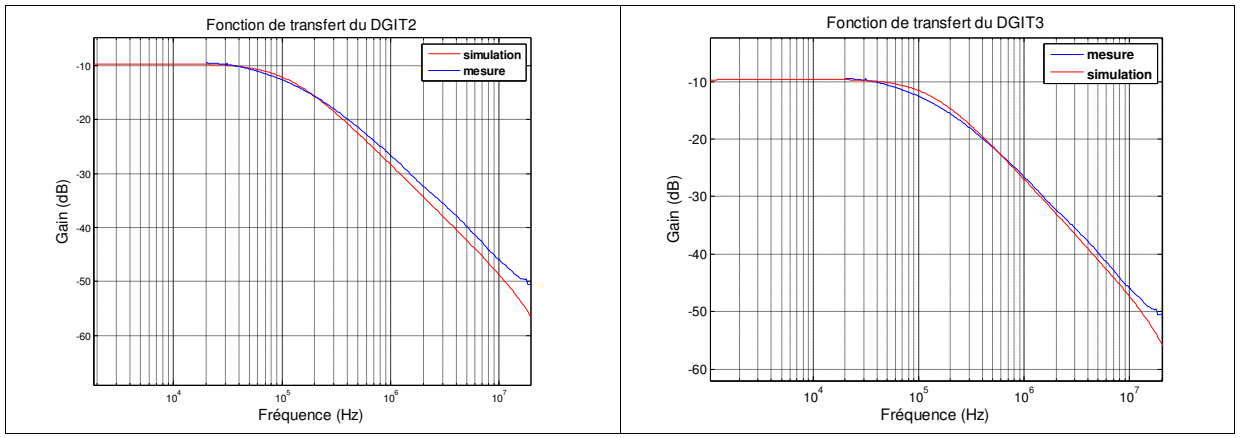


Figure 80: Fonction de transfert de DGIT multi secondaires (Vs1/Ve)



Figure 81: Schéma de mesure de la fonction de transfert multi secondaires

D'après la Figure 80, nous pouvons valider le modèle pour un DGIT2 et un DGIT3, ce qui signifie que le modèle est également valable pour un DGIT multi secondaires.

3. Comportement du DGIT imprégné

L'imprégnation permettant la diminution de la distance entre bobinages primaire et secondaire tout en conservant une forte isolation galvanique a été réalisée par l'équipe de recherche matériau de ALTOM Transport à Tarbes.

Les particularités du matériau d'imprégnation agissent sur les caractéristiques électriques des transformateurs. Pour vérifier la différence des paramètres du modèle équivalent, une comparaison des impédances pour chacun des transformateurs a été réalisée.

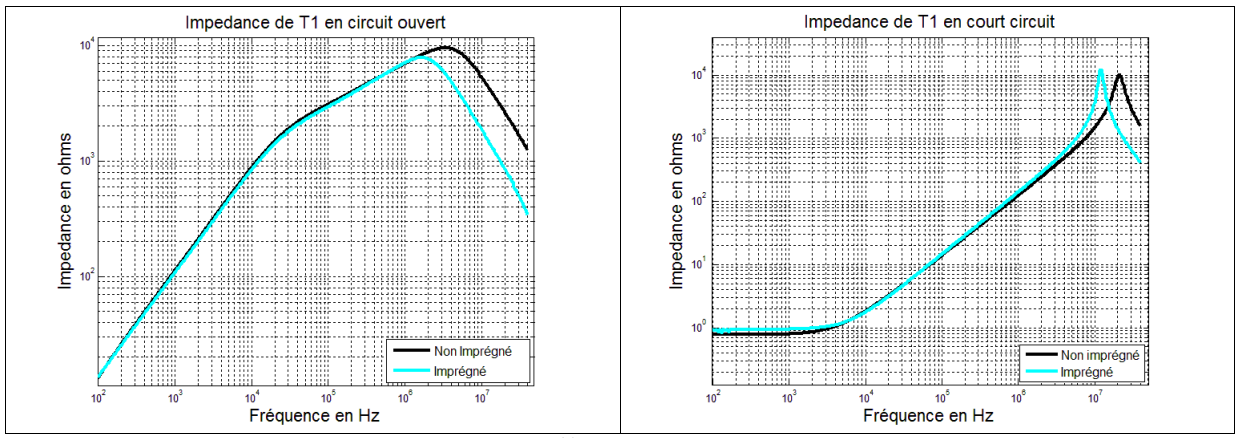


Figure 82: Comparaison des impédances du 1er transformateur d'un DGIT1 imprégné et non imprégné

Nous pouvons observer sur la Figure 82, que pour le transformateur primaire du DGIT, la différence entre l'imprégnation et la non imprégnation apparaît au niveau capacitif, avec un rapport de 4,5 pour la capacité mesurée en circuit ouvert et en court-circuit.

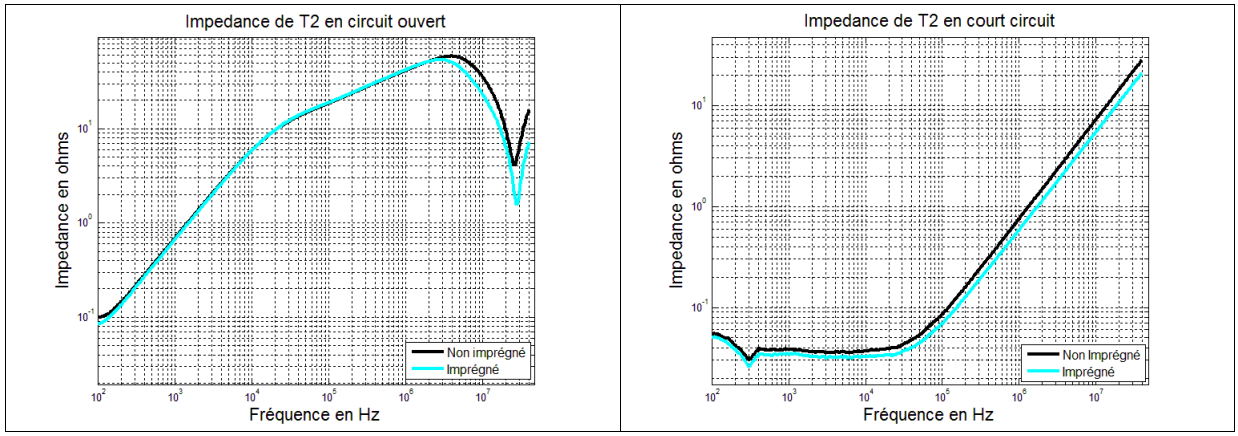


Figure 83: Comparaison des impédances du 2nd transformateur d'un DGIT1 imprégné et non imprégné

Nous pouvons observer sur la Figure 83, que pour le transformateur secondaire du DGIT, la différence entre l'imprégnation et la non imprégnation est d'ordre capacitif, avec un rapport de 2,5 pour la capacité mesurée en circuit ouvert. Pour la mesure en court-circuit, la capacité reste négligeable dans les deux cas.

La différence des capacités mesurées avec un transformateur imprégné et non imprégné, atteint donc au maximum la valeur de la permittivité diélectrique du matériau d'imprégnation, ce qui est vérifié avec les mesures représentées aux Figure 81 et Figure 82.
Nous pouvons également observer ces différences dans les Tableau 11 et Tableau 12 dans lesquels nous retrouvons les paramètres du modèle électrique équivalent des transformateurs du DGIT non imprégnés et imprégnés.

Tableau 11: Valeurs obtenues pour les éléments du schéma équivalent d'un transformateur dans l'air

	r	C_1	C_2	C_{12}	C_{21}	L_f	L_m
DGIT Primaire T1	1,13 Ω	-0,8 pF	0,4 pF	1,6 pF	1,6 pF	26 uH	13,7 mH
DGIT Secondaire T2	0,04 Ω	insignifiant	0,5 nF	1,1 pF	1,1 pF	0,1 uH	90 uH

Tableau 12: Valeurs obtenues pour les éléments du schéma équivalent d'un transformateur imprégné

	r	C_1	C_2	C_{12}	C_{21}	L_f	L_m
DGIT Primaire T1	1 Ω	-3 pF	1 pF	5,7 pF	5,7 pF	22 uH	13,7 mH
DGIT Secondaire T2	0,04 Ω	insignifiant	1,2 nF	4,2 pF	4,2 pF	0,12 uH	89 uH

Nous pouvons observer aux Tableau 11 et Tableau 12 que la zone inductive n'est pas influée par l'imprégnation (ce qui peut aussi être observé par la pente à +20dB des mesures

d'impédances en circuit ouvert et court-circuit des deux transformateur, cf. Figure 82 et Figure 83).

Ces inductances sont principalement liées au noyau magnétique. Dans les deux cas, le noyau magnétique restant inchangé, les valeurs d'inductances restent donc inchangées.

En résumé, l'étude du DGIT imprégné à montré que les paramètres capacitifs sont jusqu'à 4,5 fois plus élevés que dans l'air. L'influence de cette variation sur les tensions et courants est traitée dans le chapitre suivant.

Après imprégnation les dimensions sont telles que nous pouvons les voir dans le Tableau 12 et la Figure 84.

Tableau 13: Valeurs obtenues pour les dimensions des transformateurs imprégnés

Dimension du transfo primaire	Dimensions du transfo secondaire
128x92x78mm	61x54x50mm

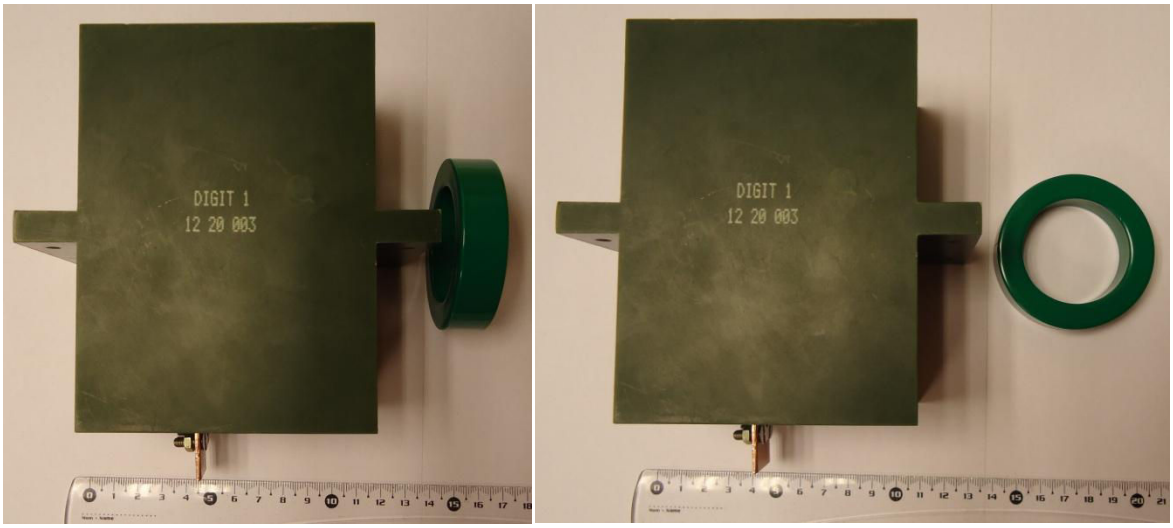


Figure 84: Photo du transformateur primaire imprégné pour une tenue diélectrique de 60 kV

Bien que les dimensions de l'imprégnation ne soient pas optimisées, le rapport entre la tenue en tension et les dimensions géométriques reste intéressant. Théoriquement en optimisant l'imprégnation, une réduction du volume de moitié serait réalisable car le moule d'imprégnation, tel qu'il a été conçu, prend en compte une distance d'isolement entre le fil pilote et son environnement. Ce qui double l'épaisseur « d » du matériau isolant (voir schéma à la Figure 85) placé autour du fil pilote, par rapport au besoin réel.

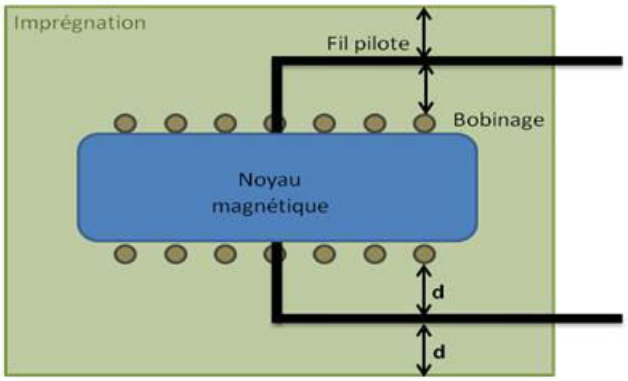


Figure 85: Schématisation de l'imprégnation des transformateurs du DGIT

Cependant, comme nous l'avons vu au premier chapitre, pour maintenir une isolation galvanique correctement répartie dans le DGIT l'idéal est de maintenir une distance de 30 cm entre le noyau magnétique et le plan de masse. Il n'est donc pas nécessaire d'envisager une optimisation de l'imprégnation pour les transformateurs qui se trouveront au plus proche du plan de masse. Ce surdimensionnement est avantageux du point de vue du positionnement des transformateurs dans la baie d'alimentation de la motrice.

V. Etude fréquentielle du DGIT en mode commun

Le DGIT est placé dans un système qui pourra subir une tension maximale transitoire pouvant atteindre 60 kV. Le DGIT alimentant le driver d'un semi-conducteur SiC, il subira à la fois de forte contraintes statiques de tension mais aussi des transitoires rapides. Ceci implique donc des perturbations de mode commun. Un modèle de l'impédance de mode commun du DGIT devient alors nécessaire.

1. Etude fréquentielle des transformateurs du DGIT

Tel que nous l'avons déjà fait pour le modèle équivalent de mode différentiel, nous avons développé le modèle circuit de mode commun pour chacun des transformateurs du DGIT (Figure 88 et Figure 89), puis pour le DGIT complet. Le modèle est établi en court-circuitant les enroulements primaires et secondaires de chaque transformateur.

Nous avons vu au Chapitre 1 (pages 27 et 28) que les capacités parasites pour chacun des transformateurs peuvent être localisées comme présenté à la Figure 86.

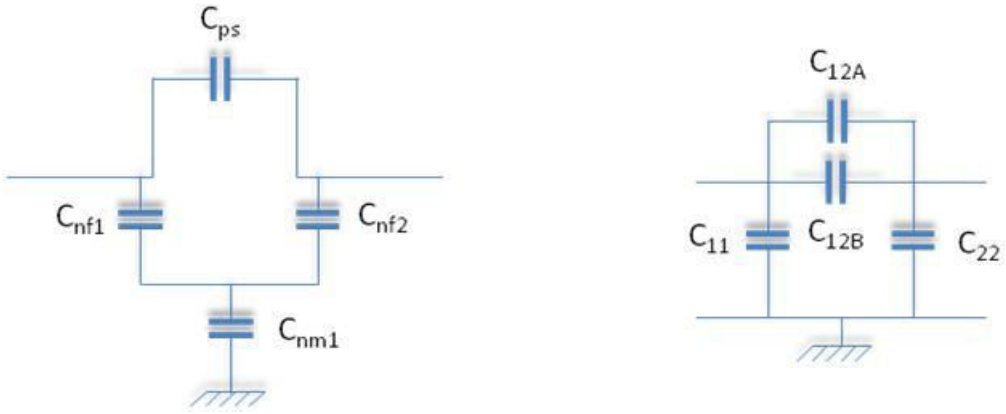


Figure 86: modèle circuit de mode commun pour un transformateur tel que défini dans le chapitre 1

A l'aide du théorème de Kennelly nous effectuons la transformation des impédances disposées en étoile pour les placer en triangle.

$$Z_{C12A} = Z_{Cps}$$ **Équation 50**

$$Z_{C12B} = \frac{Z_{Cnf1}.Z_{Cnf2} + Z_{Cnf2}.Z_{Cnml} + Z_{Cnml}.Z_{Cnf1}}{Z_{Cnml}}$$ **Équation 51**

$$Z_{C11} = \frac{Z_{Cnf1}.Z_{Cnf2} + Z_{Cnf2}.Z_{Cnml} + Z_{Cnml}.Z_{Cnf2}}{Z_{Cnf2}}$$ **Équation 52**

$$Z_{C22} = \frac{Z_{Cnf1}.Z_{Cnf2} + Z_{Cnf2}.Z_{Cnml} + Z_{Cnml}.Z_{Cnf2}}{Z_{Cnf1}}$$ **Équation 53**

En développant ces équations nous obtenons :

$$C_{12A} = C_{ps}$$ **Équation 54**

$$C_{12B} = \frac{C_{nf1}C_{nf2}}{C_{nml}(\frac{C_{nf1}}{C_{nml}} + \frac{C_{nf2}}{C_{nml}} + 1)}$$ **Équation 55**

$$C_{11} = \frac{C_{nml}C_{nf1}}{C_{nf2}(\frac{C_{nml}}{C_{nf2}} + \frac{C_{nf1}}{C_{nf2}} + 1)}$$ **Équation 56**

$$C_{22} = \frac{C_{nml}C_{nf2}}{C_{nf1}(\frac{C_{nml}}{C_{nf1}} + \frac{C_{nf2}}{C_{nf1}} + 1)}$$ **Équation 57**

Nous pouvons voir à l'aide de l'Equation 55, que la capacité C_{12B} est inversement proportionnelle à la valeur de C_{nml}. Ce qui signifie que plus le noyau magnétique est éloigné du plan de masse et plus la capacité C_{12B} sera élevée, augmentant ainsi la tenue en tension du transformateur (comme il a été vu dans le chapitre I).

La modélisation par des capacités en triangle nous permet d'effectuer des mesures pour extraire facilement les paramètres du modèle équivalent en mode commun (voir Figure 87). Nous considérons que $C_{12} = C_{12A} + C_{12B}$.

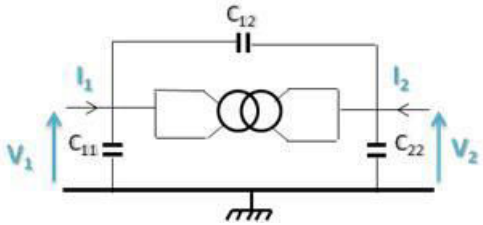


Figure 87: modèle circuit de mode commun pour un transformateur

Pour extraire les valeurs des composants du modèle équivalent des **transformateurs imprégnés**, nous avons défini la matrice d'impédance suivante :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \qquad \textbf{Équation 58}$$

Avec :

$$Y_{11} = \left.\frac{I_1}{V_1}\right|_{V_2=0} = C_{11} \qquad \textbf{Équation 59}$$

$$Y_{22} = \left.\frac{I_2}{V_2}\right|_{V_1=0} = C_{22} \qquad \textbf{Équation 60}$$

$$Y_{21} = Y_{12} = C_{12} \qquad \textbf{Équation 61}$$

Nous effectuons deux mesures avec le secondaire du transformateur court-circuité relié puis non relié à la masse. Dans le premier cas, la valeur de la tension V_2 est nulle, et dans le deuxième cas V_1 est nulle. Pour mesurer C_{12}, nous avons éloigné le transformateur du plan de masse afin de rendre C_{11} et C_{22} négligeables, puis nous avons effectué la mesure entre les deux bornes court-circuitées en entrée et en sortie du transformateur.

Nous avons donc obtenu les valeurs mentionnées dans le Tableau 14 pour un transformateur imprégné.

Tableau 14: Valeurs des éléments du schéma équivalent des transformateurs en mode commun

	C_{11}	C_{22}	C_{12}
DGIT Primaire T1	16,7 pF	12,6 pF	14,4 pF
DGIT Secondaire T2	7,2 pF	10,2 pF	8,5 pF

A partir des valeurs obtenues, nous avons établi le modèle équivalent circuit de l'impédance de chaque transformateur puis nous les avons comparées à la mesure effectuée à l'aide d'un analyseur d'impédance [HP4194], pour le transformateur primaire avec le secondaire relié et non relié au plan de masse (Figure 88 et Figure 89).

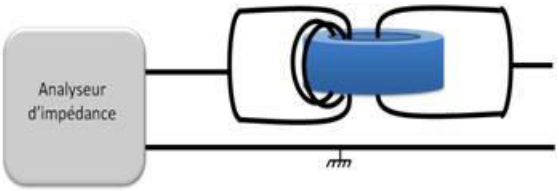


Figure 88: méthode de mesure de l'impédance de mode commun avec secondaire non relié au plan de masse

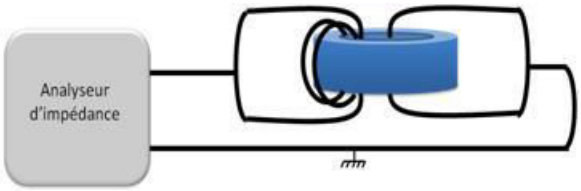


Figure 89: méthode de mesure de l'impédance de mode commun avec secondaire relié au plan de masse

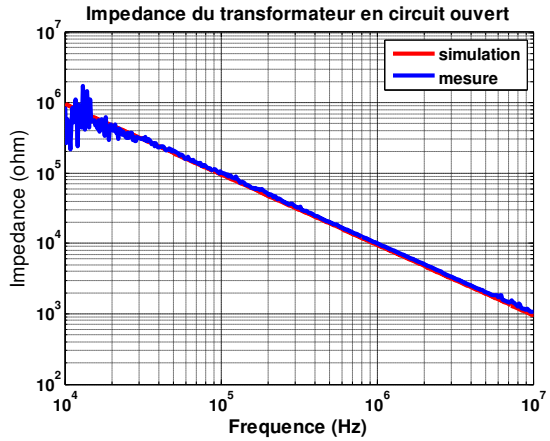


Figure 90: Mesure de l'impédance de mode commun du transformateur primaire avec secondaire non relié au plan de masse

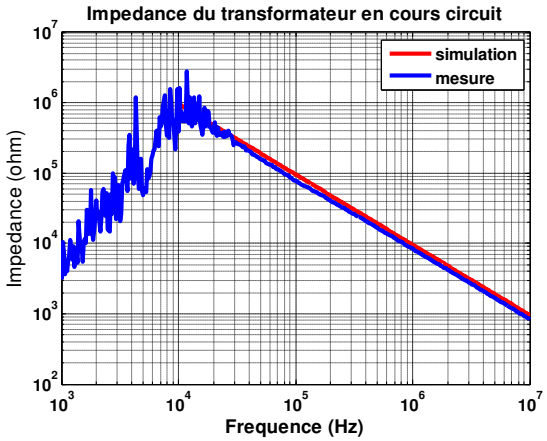


Figure 91: Mesure de l'impédance de mode commun du transformateur primaire avec secondaire relié au plan de masse

Nous pouvons constater, grâce à la comparaison effectuée entre la simulation et la mesure de l'impédance du transformateur primaire du DGIT, que le résultat du modèle réalisé correspond à la mesure. Nous avons trouvé un résultat similaire pour le transformateur secondaire.

Le fil de litz est quant à lui inductif lorsque le secondaire est relié au plan de masse et capacitif lorsque le secondaire est non relié au plan de masse, avec une inductance de 0,69 µH et une capacité de 24,2 pF pour un fil pilote de 1 m à 1 cm du plan de masse et de diamètre 1,1 mm.

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{4h}{d}\right) = 0{,}73\mu H$$ **Équation 62**

$$C = \frac{2\pi\varepsilon_0}{\ln\left(\frac{4h}{d}\right)} = 15\,pF$$ **Équation 63**

Avec les équations de l'inductance et de la capacité linéique d'une ligne bifilaire cylindrique au dessus d'un plan de masse (d = diamètre du conducteur considéré plein, h = distance entre le fil et le plan de masse), nous pouvons conclure que le fil de litz peux être considéré comme équivalent à un fil plein pour l'inductance du fil mais pas pour la capacité. Ceci étant dû à l'isolant du conducteur qui aura tendance à augmenter cette capacité, ce qui rajouterait un

coefficient « ε » relatif à ce matériau. A ceci peut se rajouter l'imprécision par endroits du positionnement du fil par rapport au plan de masse, ce qui rend la valeur de « d » non homogène et modifie la valeur de la capacité globale. Pour terminer, nous pouvons également expliquer cette différence de valeur par le caractère fini de la longueur du fil pilote que l'on calcule à l'aide d'une équation pour des longueurs supposé infinies.

2. Etude fréquentielle du DGIT en mode commun

Ayant déterminé les paramètres des transformateurs du DGIT et du fil de litz, nous avons pu procéder à l'association des différents blocs constituant le DGIT tel que représenté à la Figure 92.

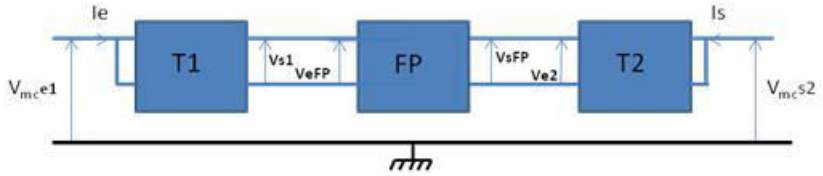


Figure 92: Association des différents blocs du DGIT en mode commun

Grâce à cette méthode, nous pouvons assimiler le DGIT à un schéma bloc de transmittances que l'on calcule comme suit:

$$[T_{tot}] = [T_2] * [FP] * [T_1] \qquad \textbf{Équation 64}$$

Afin de valider cette méthode de calcul, nous avons comparé les résultats du modèle à la mesure, tel que représentés sur les Figure 93 à Figure 96.

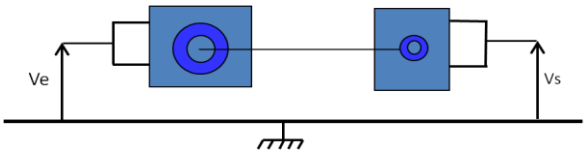


Figure 93: méthode de mesure de l'impédance de mode commun du DGIT avec secondaire non relié au plan de masse

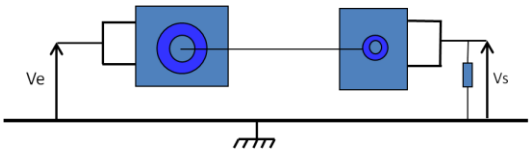


Figure 94: méthode de mesure de l'impédance de mode commun du DGIT avec secondaire relié au plan de masse

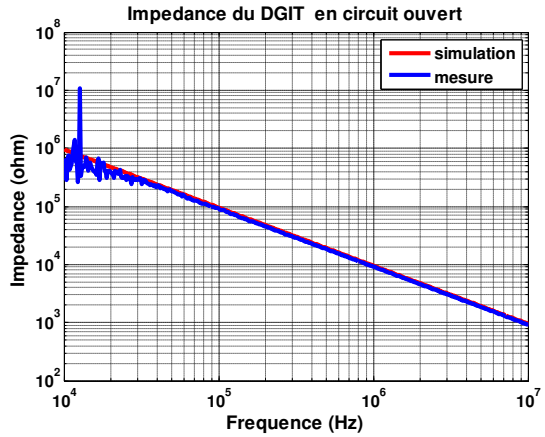


Figure 95: Mesure de l'impédance de mode commun du DGIT avec secondaire non relié au plan de masse

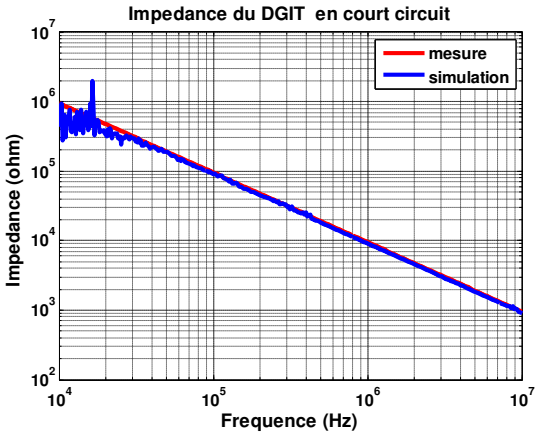


Figure 96: Mesure de l'impédance de mode commun du DGIT avec secondaire relié au plan de masse

A partir de la comparaison effectuée aux Figure 95 et Figure 96, nous pouvons observer que la simulation de l'impédance pour un DGIT complet est validée par la mesure. Ces résultats montrent que le DGIT est principalement capacitif en mode commun. Ceci met en avant l'importance de la distance entre le plan de masse et le système DGIT qui a été évoquée au chapitre 1.

Le modèle de mode commun étant validé, nous pouvons maintenant superposer les deux modèles (mode commun et mode différentiel) tel que présenté à la Figure 97.

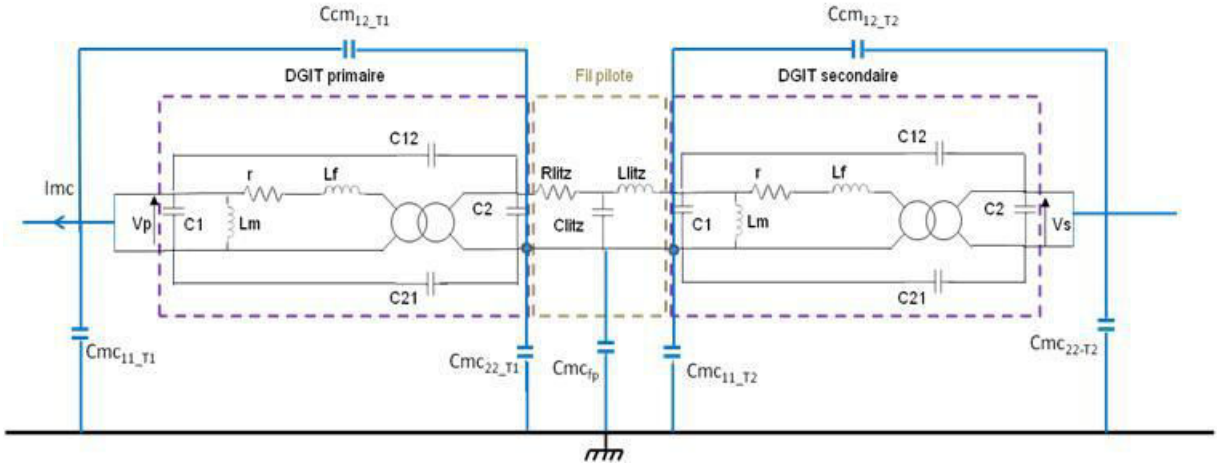


Figure 97: Mesure de l'impédance de mode commun du DGIT avec secondaire non relié au plan de masse

Dans le Tableau 14, nous avons extrait les valeurs des paramètres suivants :

- Cm_{C11} (équivalent à C1) pour les transformateurs T1 (primaire du DGIT) et T2 (secondaire du DGIT),
- Cm_{C22} (équivalent à C2) pour les transformateurs T1 (primaire du DGIT) et T2 (secondaire du DGIT),
- Cm_{C12} est équivalent à la mesure C12 du Tableau 14 à laquelle nous retirons la valeur de C_{12} et C_{21} de mode différentiel. Ceci pour les deux transformateurs.

Grâce à ce modèle, une étude du comportement du DGIT aux forts dV/dt peut être conduite avec le modèle complet de ce dernier. Ceci sera abordé avec plus de détail au chapitre suivant.

VI. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu fixer le type d'isolation galvanique HT et THT pour l'isolation de l'alimentation de driver destiné à une application HT placé dans un environnement THT. Pour ceci, un programme de calcul paramétrique a été développé afin de définir la structure et les dimensions les plus optimales pour notre application. La structure choisie est donc le Transformateur à Double Isolation Galvanique (DGIT) composé d'un transformateur primaire et de plusieurs transformateurs secondaires positionnés en parallèle. Les deux types d'isolation ont été testés pour une tenue diélectrique de 60 kV et 10 kV dans le centre d'essais d'ALSTOM Transport, avec succès.

L'étude fréquentielle réalisée sur le DGIT a montré que le système peut être représenté par des blocs quadripolaires positionnés en cascade selon le nombre de secondaires ou le nombre de niveaux du convertisseur. Cette validation démontre que ce modèle peut être généralisé et adapté à plusieurs sortes de dispositions multi-secondaires, donc à différents types de convertisseurs multi-niveaux, autant pour la représentation du mode différentiel que du mode commun.

Grâce à la réalisation et à la modélisation du DGIT multi-secondaire à forte isolation galvanique, il a été possible de développer une alimentation qui lui est adaptée. Celle-ci est détaillée au chapitre suivant.

CHAPITRE 3

Alimentation des allumeurs de MOSFET SiC Haute Tension

Sommaire

I. Introduction 109

1. Système d'allumeurs à alimenter 109
2. Disposition du DGIT par rapport aux allumeurs 110

II. Etude théorique de l'alimentation DC/AC/DC des allumeurs 110

1. Etude théorique du régime résonant 115
2. Etude théorique du régime quasi-résonant 116

III. Modélisation du DGIT et de son système d'alimentation 119

1. Représentation du système complet 119
2. Résultats de simulation 122

IV. Modélisation de l'ensemble alimentation et DGIT 125

1. Validation du régime résonant par la simulation circuit 126
2. Validation du régime quasi-résonant (ou discontinu) 128
3. Influence de l'imprégnation des transformateurs 129
4. Bilan expérimental de puissance 131

V. Régulation à double isolation galvanique 133

1. Systèmes existants 134
2. Modélisation du système type CPL 135
3. Résultats 140

VI. Modélisation et validation du comportement électrique face à une perturbation de mode commun 143

1. Perturbation du DGIT dans le système complet non alimenté 144
2. Perturbation du DGIT dans le système complet alimenté 146

VII. Conclusion 150

I. Introduction

Dans ce chapitre, nous avons étudié et développé le convertisseur statique associé au DGIT. Ceci complète le système d'alimentation des allumeurs des convertisseurs multi niveaux Haute Tension (HT). L'étude qui suit convient à un niveau du convertisseur, qui pourra par la suite se généraliser aux 11 niveaux prévus.

1. Système d'allumeurs à alimenter

Le principe d'alimentation des drivers des interrupteurs HT est représenté à la Figure 98.

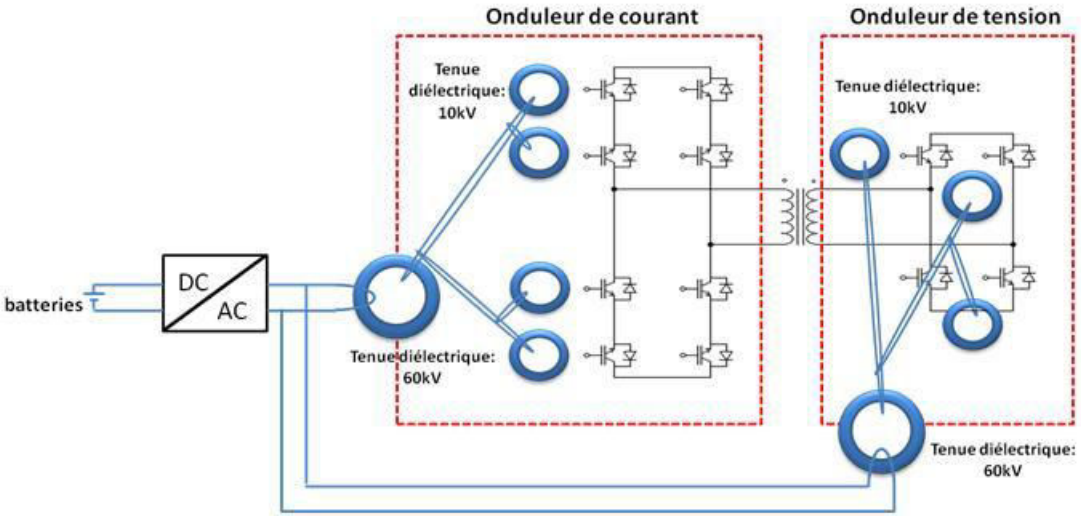


Figure 98: Représentation d'un étage du convertisseur multi niveaux

Ce système est alimenté par une tension continue, convertie en une tension alternative afin de réaliser une forte isolation galvanique à l'aide des transformateurs et fournir une tension DC de 30 V sur chaque carte d'allumeur. L'alimentation en amont du système DGIT est un onduleur de tension (Figure 98) à fréquence fixe (définie au chapitre II : 25kHz). Il est contrôlé par déphasage des commandes des deux bras onduleur. La tension d'entrée est variable (fournie par des batteries dont la tension peut s'échelonner de 42 à 136V). Cette alimentation requiert une stratégie de régulation spécifique due à la double isolation galvanique. Plusieurs solutions ont été envisagées. Elles sont détaillées dans le paragraphe IV :

- Un seul convertisseur DC/AC/DC régulé en tension,
- Une cascade de convertisseurs : DC/DC pour l'adaptation aux différentes tensions de la batterie suivie d'un convertisseur DC/AC non régulé et enfin complété par un convertisseur DC/DC régulé à 30 V.

Dans une première partie nous allons détailler le cœur du dispositif à savoir la conversion DC/AC/DC.

2. Disposition du DGIT par rapport aux allumeurs

La Figure 98 montre qu'on a choisi de séparer le DGIT de l'onduleur de tension et celui de l'onduleur de courant. L'onduleur de courant étant composé d'interrupteurs quatre quadrants, il y a huit cartes d'allumeurs à alimenter (Figure 98). L'onduleur de tension nécessite quant à lui quatre cartes d'allumeurs. Ainsi, nous avons disposé en parallèle un DGIT à huit secondaires (DGIT8) et un DGIT4 en sortie du convertisseur DC/AC. Cette disposition implique qu'il y a autant d'alimentations que de niveaux. Nous aurions pu faire le choix d'un seul convertisseur DC/AC avec l'inconvénient de la perte totale de contrôle de la puissance en cas d'avarie sur celui-ci.

La puissance consommée à vide (sans ordre de commande) par l'ensemble des cartes drivers d'un niveau est de 38 W. Pour une question de modularité, le DGIT4 et le DGIT8 doivent être réalisés identiquement, ce qui rend la maintenance plus aisée une fois le système intégré dans les nouvelles générations de trains. A l'aide du logiciel de dimensionnement présenté au chapitre II, nous avons conçu le système des DGIT à partir des contraintes les plus fortes (tenant compte des chutes de tension, de la section du fil de litz, des dimensions des noyaux magnétiques, etc…). Ce qui nous a conduits à obtenir les caractéristiques présentées au Tableau 15 pour tous les DGITs.

Tableau 15: Dimensions des noyaux magnétiques constituant le DGIT

	L_{fer}	S_{fer}	Dimension interne	Poids
DGIT primaire	16,7 cm	1,14 cm²	63 x 43 x 15 mm	139 g
DGIT secondaire	9,4 cm	0,6 cm²	35 x 25 x 15 mm	41 g

Le nombre de spires primaire est de 12, le nombre de spires secondaire est de 10 et la longueur du fil pilote est de 2 m (pour un distance de 1 m entre le DGIT primaire et le DGIT secondaire).

II. Etude théorique de l'alimentation DC/AC/DC des allumeurs

Nous avons tout d'abord étudié le fonctionnement idéalisé de cette structure. Deux régimes de fonctionnement sont à envisager : résonnance complète et quasi-résonnance (ou régime discontinu de courant dans le circuit résonant) selon la puissance fournie. Dans cette partie nous négligeons toutes les pertes. L'objectif étant de déterminer la caractéristique statique de cette alimentation.

Le DGIT est un dispositif inductif dû principalement aux inductances magnétisantes et à l'inductance du fil pilote. Lorsque le nombre de secondaires du DGIT augmente, l'inductance équivalente diminue quasi proportionnellement (Pour un DGIT2 l'inductance est sensiblement divisée par 2). L'inductance équivalente du DGIT reste tout de même élevée car lorsqu'elle est ramenée au primaire, elle est multipliée par N_1^2 (N_1 étant le nombre de spires primaire). La longueur du fil pilote influe sur cette inductance. Le système DGIT est donc très sensible en termes de puissance réactive. Celle-ci a une incidence directe sur le dimensionnement de l'onduleur DC/AC.

Dans le but d'analyser le fonctionnement de la structure complète à sa fréquence de découpage, nous pouvons ramener le modèle du DGIT à une simple inductance équivalente et un coupleur idéal, tel que représenté à la Figure 101. La Figure 99 présente le schéma basse fréquence d'un DGIT1.

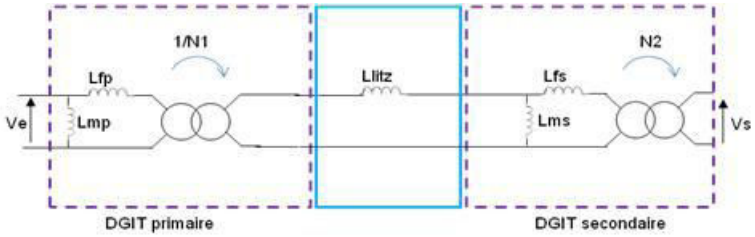


Figure 99: Schéma équivalent du DGIT

L'inductance équivalente du DGIT complet ramenée au primaire du DGIT est calculée en ramenant toutes les inductances au primaire :

$$L_{eq} = \frac{L_{ms}\left(L_{fp} + L_{litz} * N_1^2\right) * N_1^2}{L_{ms} * N_1^2 + L_{fp} + L_{litz} * N_1^2} + L_{fs} * N_1^2$$ **Équation 65**

La simplification du DGIT1 en un transformateur équivalent conduit à un facteur de transformation qui dépend de l'impédance équivalente ramenée au primaire :

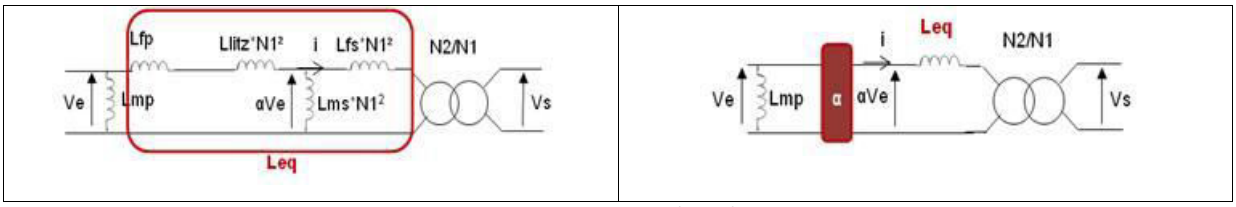


Figure 100: Simplification du schéma équivalent du DGIT

$$i = \frac{\alpha V_e - \frac{N_1}{N_2} V_s}{pL_{eq}} = \frac{\alpha}{pL_{eq}} \left(V_e - \frac{N_1}{\alpha N_{21}} V_s \right) = \frac{1}{p \frac{L_{eq}}{\alpha}} \left(V_e - \frac{V_s}{m} \right)$$ **Équation 66**

Ce qui revient à un facteur de transformation global de : $m = \alpha \frac{N_2}{N_1}$, avec N_1 = nombre de spires primaire du transformateur primaire, N_2 = nombre de spires secondaire du transformateur secondaire et α = coefficient lié aux inductances ramenées au primaire.

$$\alpha = \frac{N_1^{\,2}.L_{ms}}{N_1^{\,2}.L_{ms} + N_1^{\,2}.L_{litz} + L_{fp}}$$ **Équation 67**

$$L_{eq_DGIT} = \frac{L_{eq}}{\alpha}$$ **Équation 68**

L'étude du DGIT a montrée que le DGIT complet peut être ramené au schéma équivalent de la Figure 101.

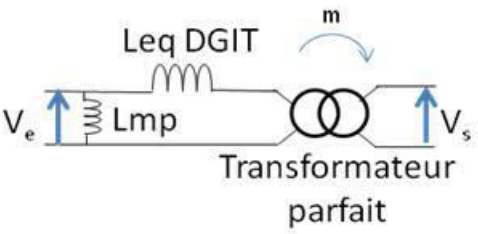


Figure 101: Schéma simplifié du DGIT

Le DGIT équivalent simplifié, revient à considérer une inductance (inductance des transformateurs et des fils pilotes ramenées au primaire, le courant circulant dans l'inductance Lmp étant négligeable devant celui circulant dans $L_{eq\ DGIT}$) en série avec un transformateur parfait ayant un rapport de transformation équivalent « m ». Les valeurs des capacités parasites de la structure étant faibles (de l'ordre de quelques picofarad), celles-ci peuvent être négligées dans l'étude à la fréquence de découpage. Grâce au choix du matériau magnétique

et au calcul d'optimisation réalisés dans les chapitres précédent, l'inductance L_{mp} est très grande devant L_{eq_DGIT}, ce qui revient à négliger le courant la traversant.

Le caractère inductif du DGIT impose de fournir une puissance réactive en plus de la puissance active, ce qui conduit au surdimensionnement de l'onduleur. Pour utiliser et non subir cette puissance réactive la solution consiste à la compenser en ajoutant un condensateur calculé de tel façon à annuler la puissance réactive totale de l'onduleur (à 25 kHz) tel que représenté à la Figure 102.

En plus de la réduction de la puissance réactive, le circuit résonnant série a l'avantage d'éviter tout risque de saturation des circuits magnétique du DGIT en imposant une induction moyenne nulle, les matériaux nanocristallins étant particulièrement sensibles à cet effet.

Ainsi, grâce au circuit résonnant, le dI/dt s'en trouvera réduit lors de la commutation des diodes du redresseur de courant, ce qui limite leurs pertes en commutation. De plus, le filtrage en sortie du redresseur secondaire en pont complet se réduit à un simple condensateur.

Un autre avantage de cette structure résonnante lorsqu'elle fonctionne en régime discontinu, est l'auto- limitation du courant lors d'un court-circuit secondaire, ce qui indirectement constitue une protection et rend moins nécessaire la présence d'une boucle de courant, simplifiant ainsi le contrôle.

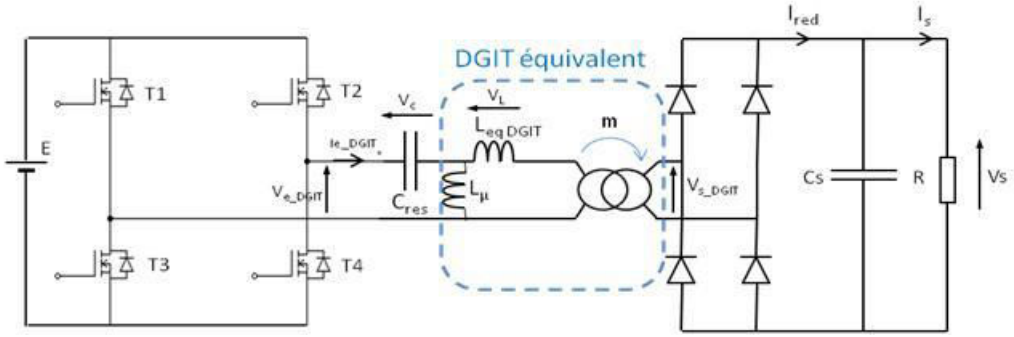


Figure 102: Schéma équivalent de l'alimentation avec condensateur de résonance

La Figure 102 présente le schéma équivalent de l'alimentation d'un driver avec l'isolation galvanique réalisé grâce à un DGIT1 (à 1 secondaire). L'alimentation de tous les divers pour un niveau de conversion (8 drivers pour l'onduleur de tension et 4 drivers pour l'onduleur de courant) nécessite la mise en parallèle de plusieurs DGIT secondaires (voir Figure 98). En supposant que tous les drivers ainsi que leur charge soient identiques pour chaque secondaire du DGIT, nous pouvons donc ramener l'étude du dispositif à plusieurs secondaires à celle d'un DGIT à secondaire unique.

Afin de minimiser les pertes dans les semi-conducteurs et de contrôler la tension efficace en sortie de l'onduleur de tension, l'alimentation développée est à commande à décalage de phase. Ceci permet de faire fonctionner un bras d'onduleur en commutation ZVS (zero voltage switching) et l'autre en ZCS (zero current switching).

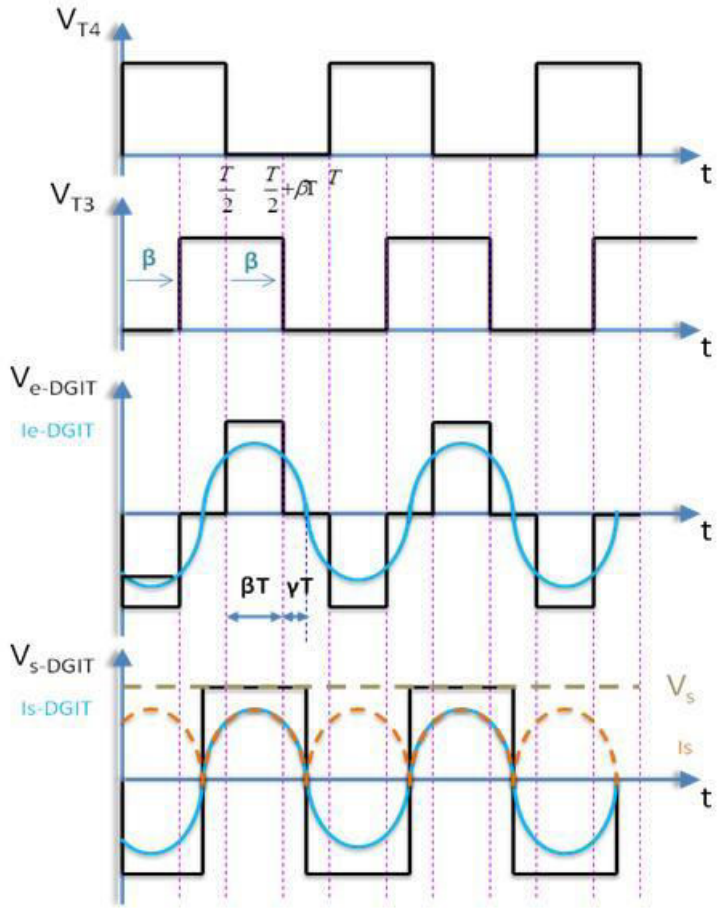


Figure 103: Forme d'onde en entrée et sortie du DGIT avec commande à décalage de bras

La commande par décalage de bras de l'onduleur de tension impose un décalage βT entre les deux bras (décalage compris entre 0 T et 0,5 T, voir Figure 103), Il détermine la tension en sortie de l'onduleur (V_{e_DGIT}). Si nous supposons que le circuit résonnant possède un facteur de qualité élevé, le courant est quasi-sinusoïdal et le décalage n'a pas d'influence sur la forme du courant. Dans ce cas le système fonctionne en régime continu. Au-delà d'une limite qui dépend de la valeur de la charge et de la fréquence d'alimentation, le fonctionnement passe en régime discontinu marqué par l'annulation du courant durant une certaine durée dans la période (voir Figure 105).

Nous allons maintenant étudier les deux types de fonctionnement :

- Le régime continu (ou résonant), dans ce cas le courant I_{e_DGIT} est quasi-sinusoïdal

- Le régime discontinu (ou quasi-résonant).

1. Etude théorique du régime résonant

Dans ce régime et sachant que le circuit résonnant est calé à la fréquence de découpage, nous supposons que le courant est sinusoïdal et en phase avec le fondamental de la tension V_{e_DGIT}. La puissance est donc portée par les fondamentaux de la tension et du courant en phase. Au secondaire, lorsque I_{s_DGIT} est supérieur à 0, V_{s_DGIT} = +Vs et lorsque Is est inférieur à 0, V_{s_DGIT} = -Vs.

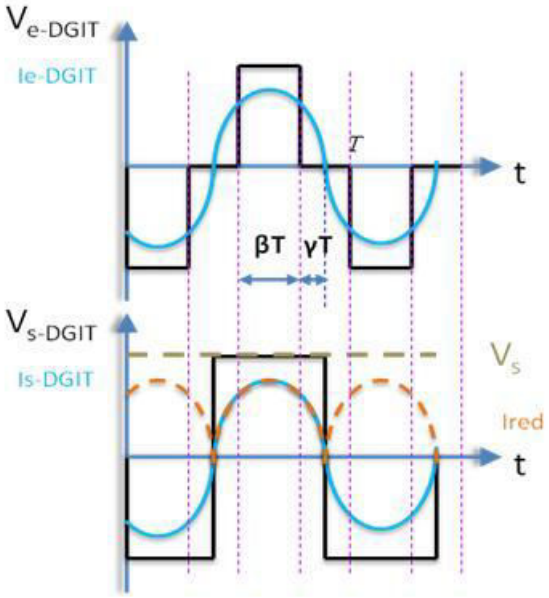


Figure 104: Représentation de la tension et du courant d'entrée du DGIT en régime résonant

En prenant l'hypothèse du premier harmonique (notée exposant 1 dans les équations ci-dessous), nous déterminons la tension de sortie à la résonnance, car le fondamental de la tension V_{LC} est nul. Nous en déduisons donc par calcul du fondamental de V_{e_DGIT} (on place l'origine de telle sorte à rendre V_{e_DGIT} paire :

$$V^1_{e_DGIT} = \frac{V^1_{s_DGIT}}{m} \qquad \textbf{Équation 69}$$

$$V^1_{e_DGIT} = \frac{2}{T}\int_0^T V_{e_DGIT}(t).\cos(\omega t)dt \qquad \textbf{Équation 70}$$

$$V^1_{e_DGIT} = \frac{8}{T}\int_0^{\frac{\beta\pi}{2}} E.\cos(\omega t)dt = \frac{4}{\pi}E.\sin(\pi\beta) \qquad \textbf{Équation 71}$$

Équation 72

Le fondamental de la tension V_{s_DGIT} est donné par :

$$V^{1}_{s_DGIT} = \frac{4}{\pi} V_s$$ **Équation 73**

Nous en déduisons :

$$V_s = mE.\sin(\pi\beta)$$ **Équation 74**

D'après l'Équation 74 nous pouvons déduire que la tension de sortie dépend de la valeur de β.

2. Etude théorique du régime quasi-résonant

Dans le cas de charge de sortie faible, le courant I_{e_DGIT} s'annule au cours de la période. Nous sommes en régime quasi résonnant ou discontinu.

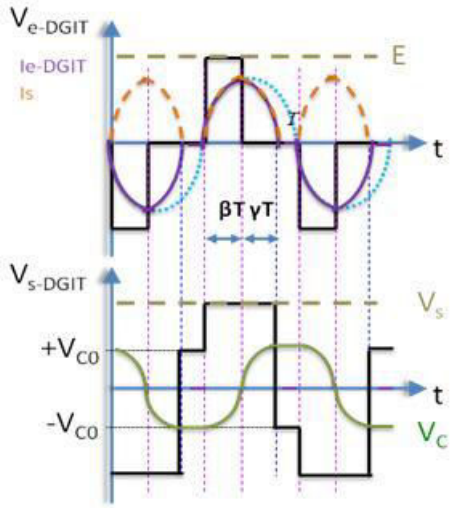


Figure 105: Représentation de la tension et du courant d'entrée du DGIT en régime quasi-résonant

Lorsque $I_{e_DGIT} = 0$, la tension V_C reste constante. De plus, V_C est obligatoirement alternative à valeur moyenne nulle. Ce qui implique que V_C évolue lorsque I_{e_DGIT} varie (soit en augmentant, soit en diminuant, voir Figure 105) ; lorsque $I_{e_DGIT} = 0$, la tension V_c reste constante à +/-V_{C0}, selon que le courant I_{e_DGIT} était respectivement positif ou négatif.

Nous débutons le calcul lorsque T_1 et T_4 sont commandés, $I_{e_DGIT} = 0$ à l'instant initial. Cette phase dure βT. Pour simplifier nous considérons que le coupleur est idéal avec un gain m = 1.

Durant la phase βT nous avons le système d'équation suivant :

Les conditions initiales sont : $i_L(0) = 0$ et $V_C(0) = -V_{C0}$

$$V_c(t) = E - \frac{V_{s_DGIT}}{m} + L_{eq_DGIT} \frac{di_{e_DGIT}}{dt}$$ **Équation 75**

$$i_{e_DGIT}(t) = C_{res} \frac{dV_C}{dt}$$ **Équation 76**

Après résolution de ces équations, nous obtenons les solutions suivantes :

$$V_c(t) = \left(\frac{V_{s_DGIT}}{m} - V_{co} - E \right) \cos(\omega t) + E - \frac{V_{s_DGIT}}{m}$$ **Équation 77**

$$i_{e_DGIT}(t) = C_{res}\omega \left(\frac{V_{s_DGIT}}{m} - V_{co} - E \right) \sin(\omega t)$$ **Équation 78**

Lors de la phase suivante T_1 est toujours passant mais T_2 est fermé et T_4 s'ouvre. Nous obtenons donc le système d'équations suivant, cette phase dure γT :

Les nouvelles conditions initiales sont : $i_{e_DGIT}(0) = i_{e_DGIT}(\beta T)$ et $V_C(0) = V_C(\beta T)$

$$V_c(t) = \frac{-V_{s_DGIT}}{m} + L_{eq_DGIT} \frac{di_{e_DGIT}}{dt}$$ **Équation 79**

$$i_{e_DGIT}(t) = C_{res} \frac{dV_C}{dt}$$ **Équation 80**

Après résolution de ces équations, nous obtenons les solutions suivantes :

$$V_c(t) = \left(V_c(\beta T) + \frac{V_{s_DGIT}}{m} \right) \cos(\omega t) + \frac{i_{e_DGIT}(\beta T)}{C_{res}\omega} \sin(\omega t) - \frac{V_{s_DGIT}}{m}$$ **Équation 81**

$$i_{e_DGIT}(t) = C_{res}\omega \left(\left(-V_c(\beta T) - \frac{V_{s_DGIT}}{m} \right) \sin(\omega t) + \frac{i(\beta T)}{C_{res}\omega} \cos(\omega t) \right)$$ **Équation 82**

Pour résoudre ces systèmes, il est nécessaire de déterminer la tension V_{C0} acquise par C_{res} lors des phases d'annulation de i_{e_DGIT}.

Nous avons donc calculé la tension V_{C0} (tension aux bornes du condensateur de résonnance pour l'état I=0) en considérant l'équation de la variation de la charge de C_{res} :

$$C_{res}.\Delta V = \int_0^{(\beta+\gamma)T} i_{e_DGIT}(t)dt = 2C_{res}V_{co}$$

Sur une demi-alternance du courant i_{e_DGIT}, la tension V_C varie entre $-V_{C0}$ et $+V_{C0}$ et $V_{s_DGIT} = V_s$.

Le courant moyen dans la charge R est égal au courant moyen issu du redresseur, on peut donc écrire :

$$\langle i_{red} \rangle = \frac{V_s}{R} = \frac{2}{T} \int_0^{(\beta+\gamma)T} \frac{i_{e_DGIT}(t)}{m} dt$$ **Équation 83**

D'où la valeur de V_{C0} : $V_{C0} = \frac{mTV_s}{4RC_{res}}$ **Équation 84**

La source ne fournie l'énergie que durant les phases βT. Sachant que durant une période l'échange d'énergie entre L_{eq_DGIT} et C_{res} est complet, on en déduit que:

$$W_{source} + W_{C_{res}} = W_{Leq_DGIT} + W_{charge} \quad \textbf{Équation 85}$$

Sur la période βT nous avons donc : $W_e = W_{charge}$ **Équation 86**

$$\text{D'où } V_e \int_0^{\beta T} i_{e_DGIT}(t)dt = V_s \int_0^{(\beta+\gamma)T} i_{red}(t)dt \quad \textbf{Équation 87}$$

D'après l'Équation 78, nous pouvons calculer :

$$\int_0^{\beta T} i_{e_DGIT}(t)dt = C_{res}\left(\frac{V_s}{m} - V_{co} - E\right)\left(1-\cos(\omega\beta T)\right) \quad \textbf{Équation 88}$$

D'après l'Équation 83, nous pouvons calculer :

$$\int_0^{(\beta+\gamma)T} i_{e_DGIT}(t)dt = \frac{T}{2}\frac{V_s m}{R} \quad \textbf{Équation 89}$$

Nous avons donc pu en déduire que :

$$\frac{V_s}{E} = \frac{\frac{T}{2}\frac{V_s m}{R}}{C_{res}\left(\frac{V_s}{m} - V_{co} - E\right)\left(1-\cos(\omega\beta T)\right)} \quad \textbf{Équation 90}$$

$$V_s = \frac{E(1-\cos(2\pi\beta))}{4\sigma}\left(\sqrt{(1-\sigma)^2 + \frac{8\sigma}{(1-\cos(2\pi\beta))}} - (1-\sigma)\right) \quad \textbf{Équation 91}$$

Avec $\sigma = \frac{1}{4RC_{res}F_{dec}}$

Le régime critique correspond au moment où $V_{C0} = V_s$ ou $\sigma = 1$, nous en déduisons donc la résistance limite de passage d'un mode à l'autre (L_{eq_DGIT} = 88,3 µH) :

$$R_{\lim} = \frac{1}{4FC_{res}} = \frac{\pi}{2}\sqrt{\frac{L_{eq_DGIT}}{C_{res}}} \quad \textbf{Équation 92}$$

Nous avons par la suite vérifié l'évolution de la continuité de fonctionnement (Figure 106), en fonction de la fréquence de découpage et de l'angle de retard « β » entre les bras de l'onduleur de tension.

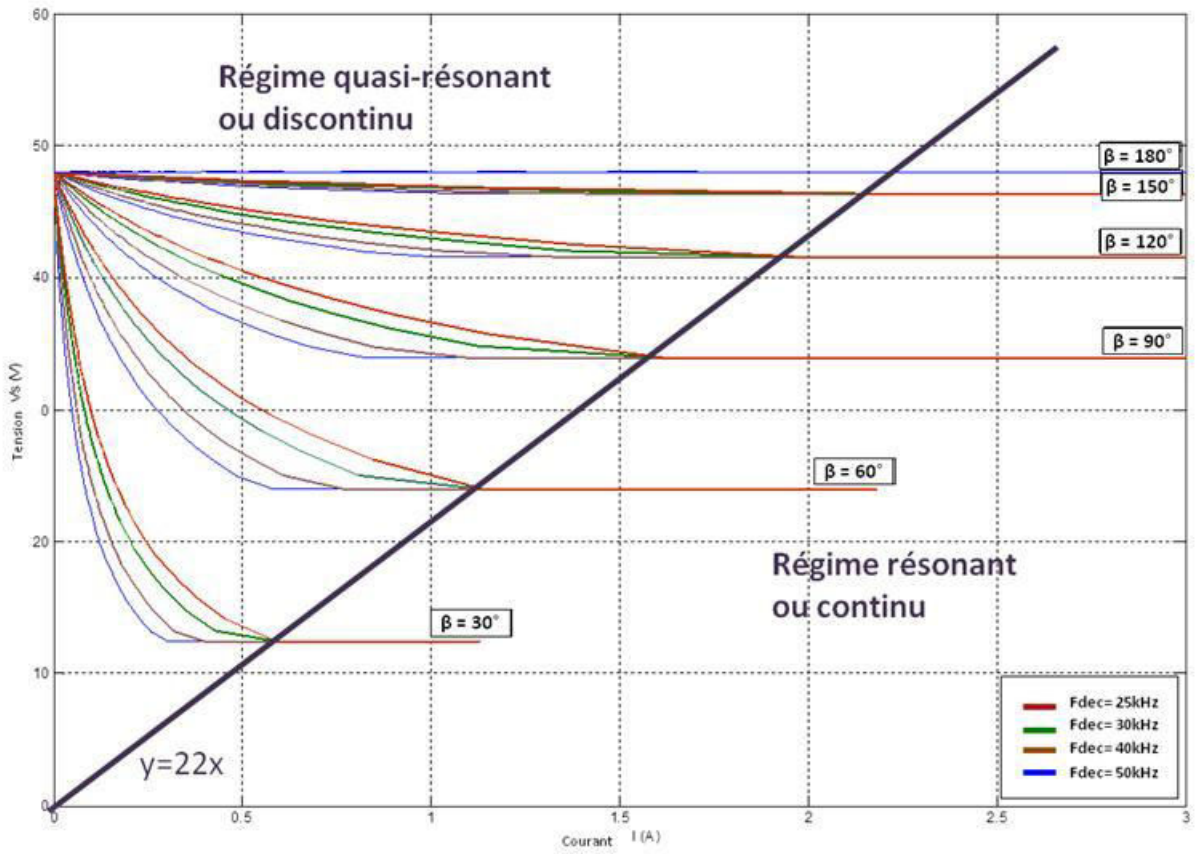


Figure 106: Variation des tensions et courant en fonction de la charge et de la fréquence de découpage

Nous pouvons observer à la Figure 106 que plus la fréquence est élevée et plus la résistance R_{lim} augmente. Cependant, les valeurs de R_{lim} observées pour toutes les fréquences testées et admissibles pour le dimensionnement du DGIT sont inférieures à celles correspondant à notre application. En effet, l'inductance équivalente du DGIT (L_{eq_DGIT}) est imposée par la structure du DGIT. Pour avoir une résonnance à 25 kHz (valeur optimale définie dans le chapitre II), nous avons calculé le condensateur C_{res} adapté à l'inductance L_{eq_DGIT}. Ces deux paramètres ne pouvant pas varier, cela signifie qu'il n'est pas possible d'agir sur les paramètres de dimensionnement pour atteindre un fonctionnement en mode continu dans notre application.

III. Modélisation du DGIT et de son système d'alimentation

Le DGIT est modélisé selon les principes exposés au paragraphe IV du Chapitre II.

1. Représentation du système complet

Après l'étude théorique simplifiée, nous pouvons maintenant aborder l'étude de la structure complète avec ses imperfections.

Le système complet d'alimentation des allumeurs des onduleurs de courant et onduleurs de tension pour un étage du convertisseur multi-niveaux est représenté à la Figure 107.

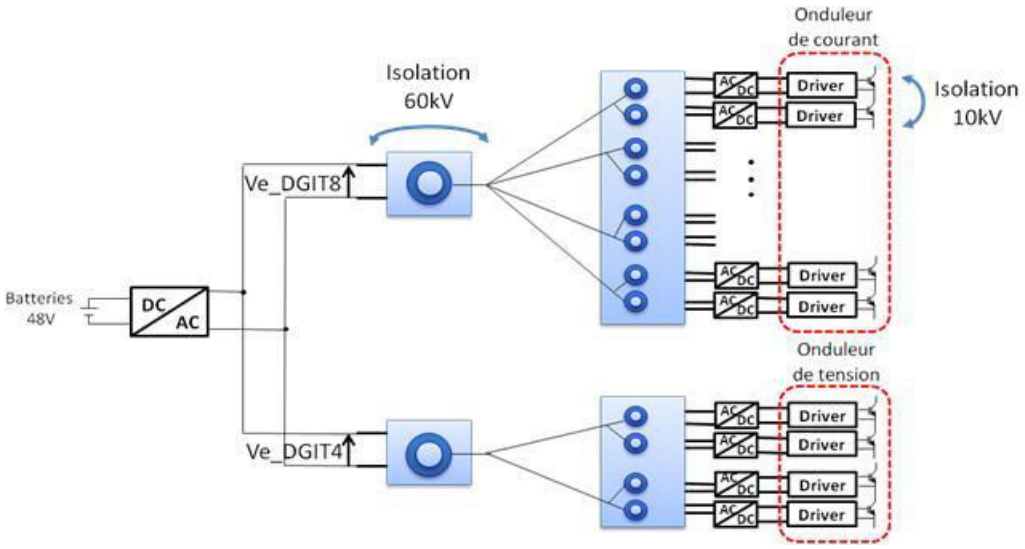


Figure 107: Disposition des DGIT pour un étage du convertisseur multi niveaux

Le DGIT4 (destiné à alimenter les driver de l'onduleur de tension) et le DGIT8 (destiné à alimenter les drivers de l'onduleur de courant) sont placés en parallèle au niveau du convertisseur DC/AC se trouvant en aval des batteries.

Le fil pilote entre les primaires et les secondaires des DGIT est placé en fonction des distances entre les semi-conducteurs de puissance et l'alimentation des drivers. Dans le système final, tous les fils pilotes auront une longueur différente selon l'éloignement des drivers par rapport à l'onduleur de tension. Dans cette étude nous avons fixé ces longueurs identiques pour les dérivations des fils secondaires destinés à l'alimentation d'un bras (voir Figure 108).

Par ailleurs, la tension à fournir sur la charge en sortie, ne doit pas être inférieure à 27 V sous peine de ne pas pouvoir démarrer les allumeurs des interrupteurs de puissance. Cette tension ne doit pas non plus excéder 35 V pour ne pas sur-contraindre les composants de la carte d'allumeur. Une simulation est donc nécessaire pour pouvoir vérifier et assurer une valeur correcte pour la tension de sortie de DGITs, en tenant compte de toutes les imperfections évoquées au Chapitre II.

Nous simulons les structures avec le logiciel PSIM. Les Figure 108 et Figure 109 présentent le dispositif simulé.

Dans le cas du DGIT8, la distance se trouvant entre le DGIT primaire et les DGIT secondaires varie ente 1 mètre et 2,5 mètres selon le positionnement des allumeurs des interrupteurs HT. Les interrupteurs têtes et les interrupteurs bêches ont un espacement fixe de 50 cm. A cet effet, nous avons relié en parallèle plusieurs groupe de deux DGIT secondaires afin de réduire la longueur totale des fils pilote (Figure 108). Toutes les variations de paramètres induits par ces dispositions sont prises en compte dans la simulation.

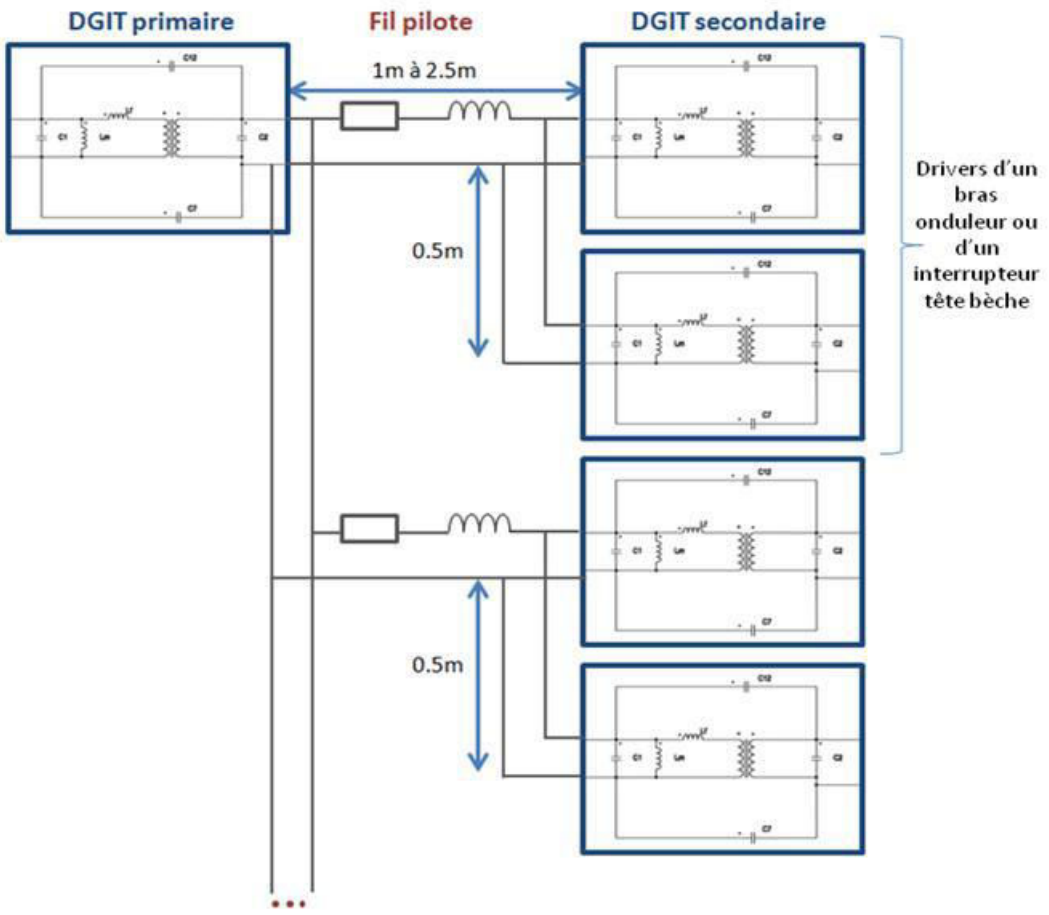


Figure 108: Schéma électrique d'un DGIT2 pour allumeurs des interrupteurs têtes et bêches de l'onduleur de courant

Le DGIT8 relié à l'onduleur de courant est composé de 4 DGIT2 placés en parallèle tels que représentés à la Figure 109. Nous retrouverons également la même organisation dans le cas du DGIT4 constitué de 2 DGIT2 placés en parallèle.

La valeur du condensateur de résonance est calculée en fonction de l'inductance équivalente totale du DGIT, qui est fonction du nombre de secondaires du DGIT et de la longueur du fil pilote (voir Équation 67 et Équation 68).

D'après le modèle équivalent du DGIT12 (DGIT8 et DGIT4 en parallèles), nous pouvons calculer le condensateur de résonance pour une fréquence de 25 kHz et une inductance équivalente de 30,7 µH correspondant à 12 secondaires et une longueur du fil pilote de 2m :

C_{res} = 1,32 µF (la fréquence de fonctionnement étant dans la gamme des moyennes fréquences et le niveau de tension étant de 53 V, le choix de la technologie du condensateur se porte sur le polypropylène, son avantage majeur réside dans sa robustesse aux vibrations et aux variations de température).

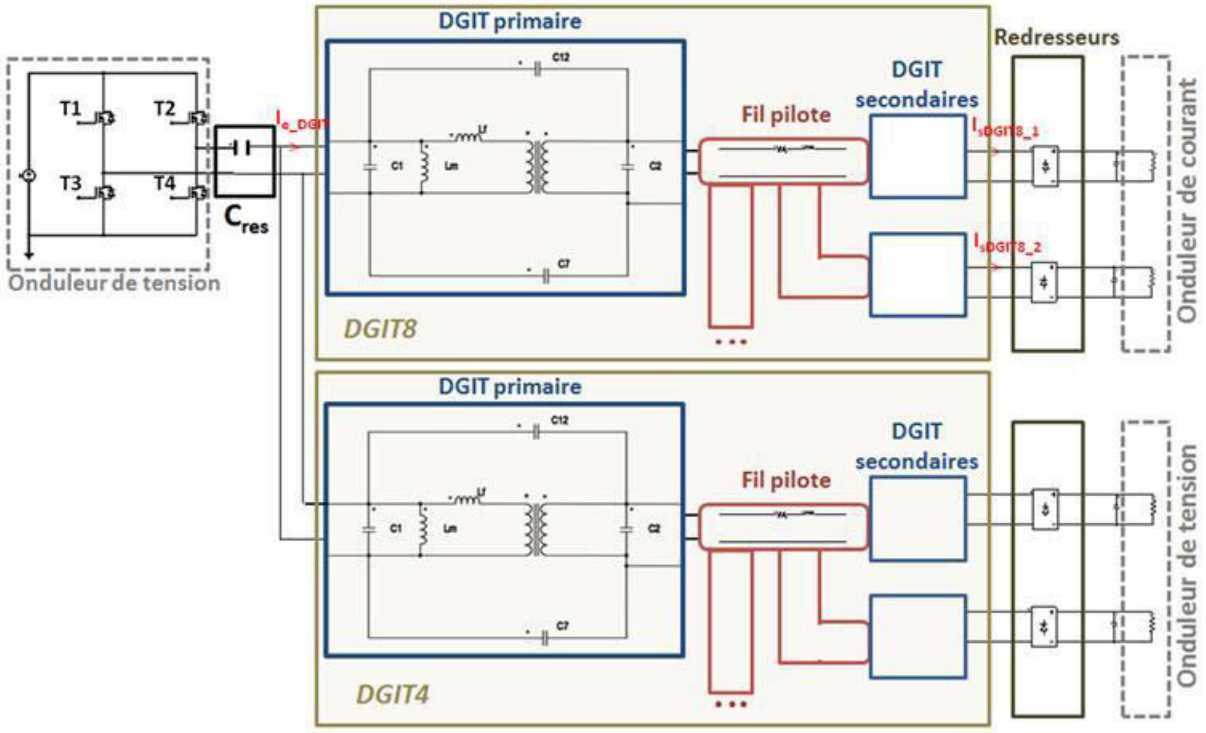


Figure 109: Représentation du schéma électrique réalisé avec PSIM pour l'alimentation des drivers d'un étage complet de conversion

La Figure 109 représente le schéma électrique équivalent développé sous PSIM pour l'alimentation des drivers d'un étage complet de conversion (onduleur de tension et onduleur de courant). Ce modèle est exploité au paragraphe suivant et comparé aux mesures faites pour les deux modes de fonctionnement possibles.

2. Résultats de simulation

A partir du modèle électrique, nous avons vérifié les deux modes de fonctionnement (voir schéma simplifié à la Figure 102).

Dans un premier temps, nous avons imposé une charge de 10 Ω pour chacune des branches du DGIT12, avec une tension d'entrée de 48 V, une tension de sortie de 30 V, une fréquence de 25 kHz et un angle de décalage entre les bras de l'onduleur de tension de 45°. D'après le modèle analytique de ces paramètres découlerait un mode de fonctionnement continu.

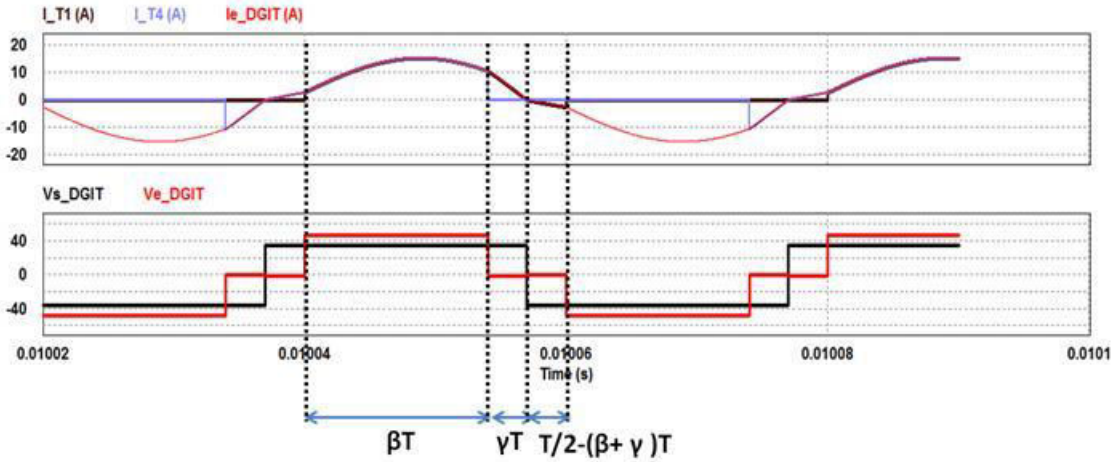


Figure 110: Formes d'onde du système composé de l'onduleur et du DGIT pour un régime continu

Nous pouvons observer à la Figure 110 que les paramètres imposés donnent bien un mode de fonctionnement continu. Ceci est observable à l'aide de la forme d'onde du courant d'entrée qui se rapproche d'une sinusoïde et qui ne marque pas de pallier à 0 A.

Dans un second temps, nous avons imposé une charge de 500 Ω pour chacune des branches du DGIT12, avec une tension d'entrée 48 V, une tension de sortie de 30 V, une fréquence de 25 kHz et un angle de décalage entre les bras de l'onduleur de tension de 38° (valeurs permettant de se situer dans le régime discontinu). Toujours d'après le modèle analytique, avec ces paramètres nous devons obtenir un mode de fonctionnement discontinu.

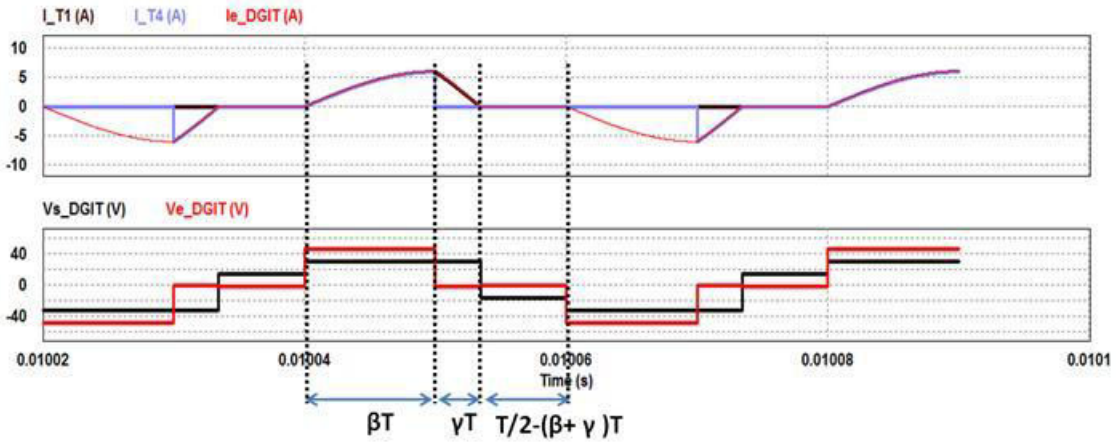


Figure 111: Formes d'onde du système composé de l'onduleur et du DGIT pour un régime discontinu

Nous pouvons observer à la Figure 111 que les paramètres imposés donnent bien un mode de fonctionnement discontinu.

Pour étudier en détail l'évolution de la tension de sortie, nous avons effectué une simulation pour DGIT1 (Figure 112) et un DGIT2 (Figure 113) avec les mêmes paramètres que précédemment (une charge de 500 Ω, une tension d'entrée 48 V, une tension de sortie de 30 V, une fréquence de 25 kHz et un angle β = 38°).

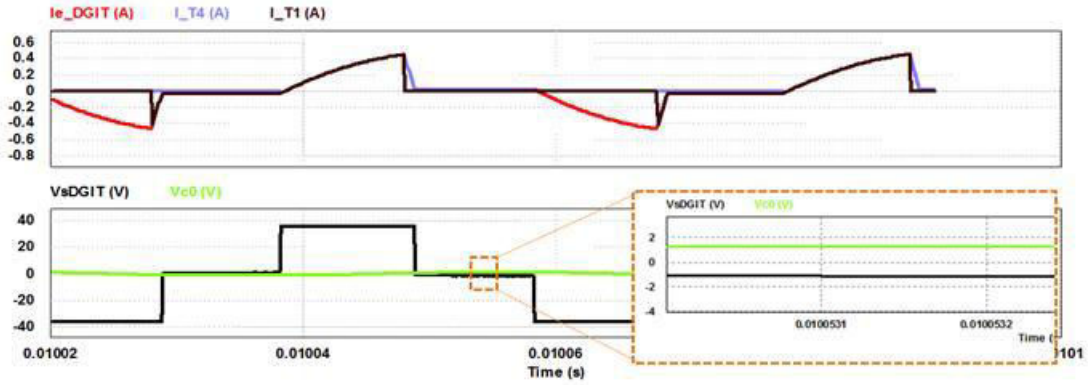


Figure 112: Formes d'onde du système composé de l'onduleur et d'un DGIT1 en régime discontinu

Nous pouvons voir que durant les phases où le courant d'entrée du DGIT est nul, la tension de sortie (V_{s_DGIT}) est égale à la tension aux bornes du condensateur de résonance (+/-V_{C0}). Nous pouvons également remarquer que le courant en entrée du DGIT s'annule pendant cette phase.

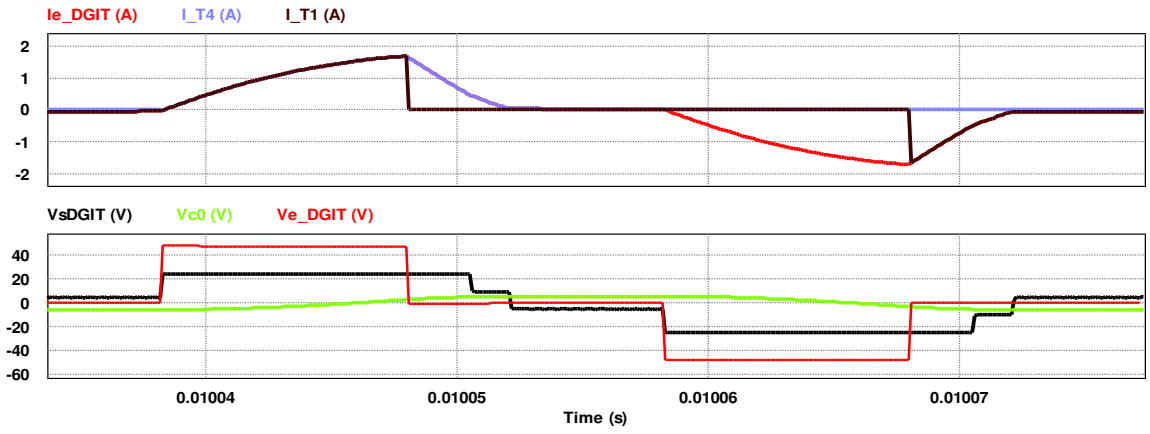


Figure 113: Formes d'onde du système composé de l'onduleur et d'un DGIT2 en régime discontinu

Sur la Figure 113, nous pouvons observer un second palier sur la forme d'onde de la tension de sortie du DGIT. Celui-ci est dû au décalage des courants de sortie entre le DGIT secondaire se trouvant à 1 m du DGIT primaire et celui se trouvant à 1,5 m du DGIT primaire

lié à l'ajout d'une inductance en série (inductance des 50 cm de fil pilote). Cette différence d'inductance par voie a pour conséquence de décaler temporellement le blocage des deux redresseurs, d'où ce palier intermédiaire.

Le choix du mode de fonctionnement s'est porté sur le mode de conduction discontinue. En effet, la valeur de la charge est largement supérieure à celle définissant la limite de continuité pour toutes les fréquences étudiées dans le paragraphe II (Figure 106). Ceci est également observé avec les mesures effectuées précédemment à la fréquence de 25 kHz, pour laquelle la limite de continuité correspond à une charge de 100 Ω à une tension d'entrée de 48 V et un décalage des bras de 60° (voir courbes de la Figure 106), ce qui représente une puissance consommée de 52 W (puissance maximale consommée par les driver des MOSFET SiC : 10 W) avec une réduction des pertes liées aux harmoniques (principalement de rang 3). La puissance de fonctionnement de notre application étant faible et la tension de sortie étant imposée à 30 V +/- 3 V, ceci mène à utiliser naturellement ce mode de fonctionnement.

IV. Modélisation de l'ensemble alimentation et DGIT

Nous avons réalisé la maquette du système correspondant à l'application souhaitée (voir Figure 109 et Figure 114). Ce support va nous permettre de valider le modèle électrique de l'ensemble des DGIT et onduleur de tension,

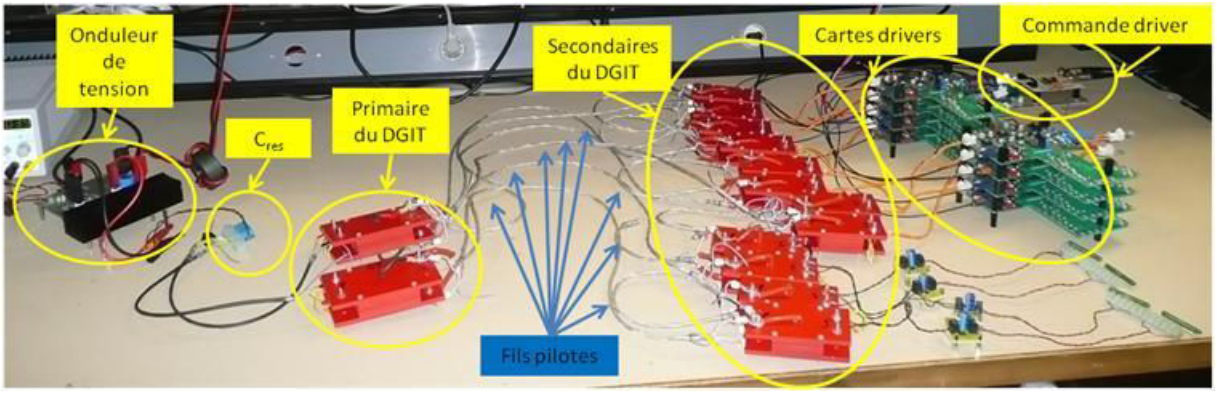


Figure 114: Maquette du dispositif d'alimentation et de la commande des allumeurs

Le prototype est composé des éléments suivants :

- Un onduleur de tension dont la tension d'entrée est de 48 V DC et la fréquence de découpage est de 25 kHz. L'angle de décalage entre les deux bras onduleurs est géré

par un comparateur qui crée le décalage en comparant une tension continue appliquée manuellement et une dent de scie. A terme, la commande sera numérisée, et le décalage sera directement fourni sous forme numérique.

- Un condensateur de résonance dont la valeur est de 1,32 µF pour une inductance équivalente de 30,7 µH (L_{eq} de l'ensemble du DGIT).
- Deux DGIT disposés en parallèle en sortie de l'onduleur. Un DGIT8 alimentant les 8 cartes driver développées par ALSTOM dans le cadre de ce projet. Un DGIT4 alimentant des résistances avec une puissance équivalente à celle des cartes. A terme ces résistances seront remplacées par des cartes driver.
- Un fil pilote séparant le primaire du DGIT des secondaires, d'une longueur de 1 mètre (50cm séparent les couples de secondaires mis en parallèles).
- Huit cartes driver chargées par des condensateurs simulant les grilles des MOSFET HT de puissance.
- Une commande basique transmise aux cartes driver par fibres optiques a été développée pour cet essai afin de vérifier le bon fonctionnement de l'ensemble. Cette commande permet d'imposer la fréquence de découpage prévue (entre 10 kHz et 20 kHz) et de crée un déphasage entre les interrupteurs têtes et les interrupteur bêches (50 Hz) du système à quatre quadrants.

La carte driver développée pour les MOSFET SiC HT a pour particularité de ne fonctionner qu'à partir de 12 V et avec une tension maximale de 33 V. L'alimentation que nous avons réalisée pour la carte driver doit donc fournir une puissance suffisante lors du transitoire marquant l'allumage de toutes les cartes drivers.
A l'aide de cette maquette nous avons pu obtenir les résultats présentés dans la suite de ce chapitre pour les deux régimes de fonctionnement traité analytiquement et par simulation dans les paragraphes précédents. Une validation des résultats a été réalisée pour un DGIT2 puis généralisée à un DGIT8.

1. Validation du régime résonant par la simulation circuit

La comparaison entre la simulation et la mesure des formes d'ondes en mode résonant a été réalisée pour une charge de 10 Ω, une tension d'entrée de 48 V, une fréquence d'alimentation de 25 kHz et un angle de décalage entre les deux bras d'onduleur de 80°. Ceci dans le but d'observer et de vérifier la simulation en limite de continuité pour un DGIT2.

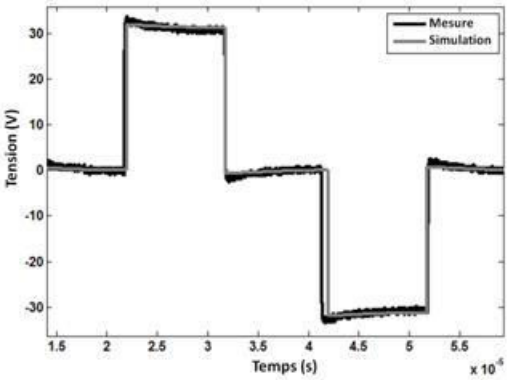


Figure 115: Tension d'entrée du DGIT en mode continu

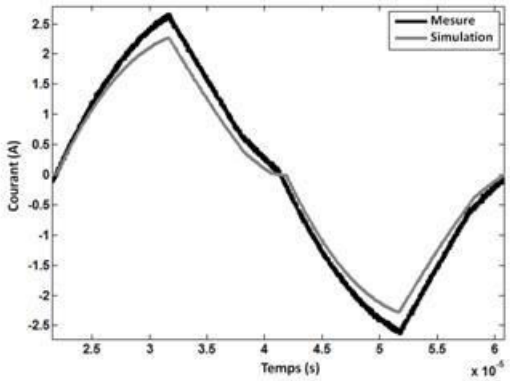


Figure 116: Courant d'entrée du DGIT en mode continu

Nous pouvons observer sur les Figure 115 et Figure 116 que les courbes de la tension et du courant d'entrée du DGIT simulé sont similaires à la mesure. Nous pouvons également valider le fonctionnement en limite de continuité grâce à la mesure et à la simulation du courant d'entrée de la Figure 116,

Comme nous l'avons vu au paragraphe précédent, les liaisons des DGITs secondaires peuvent présenter des longueurs différentes correspondant à des inductances par voie légèrement différentes. Ces écarts ont pour conséquence de modifier les signaux de tensions et courants de sortie, en créant un décalage entre les sorties des deux DGIT secondaires (voir Figure 117).

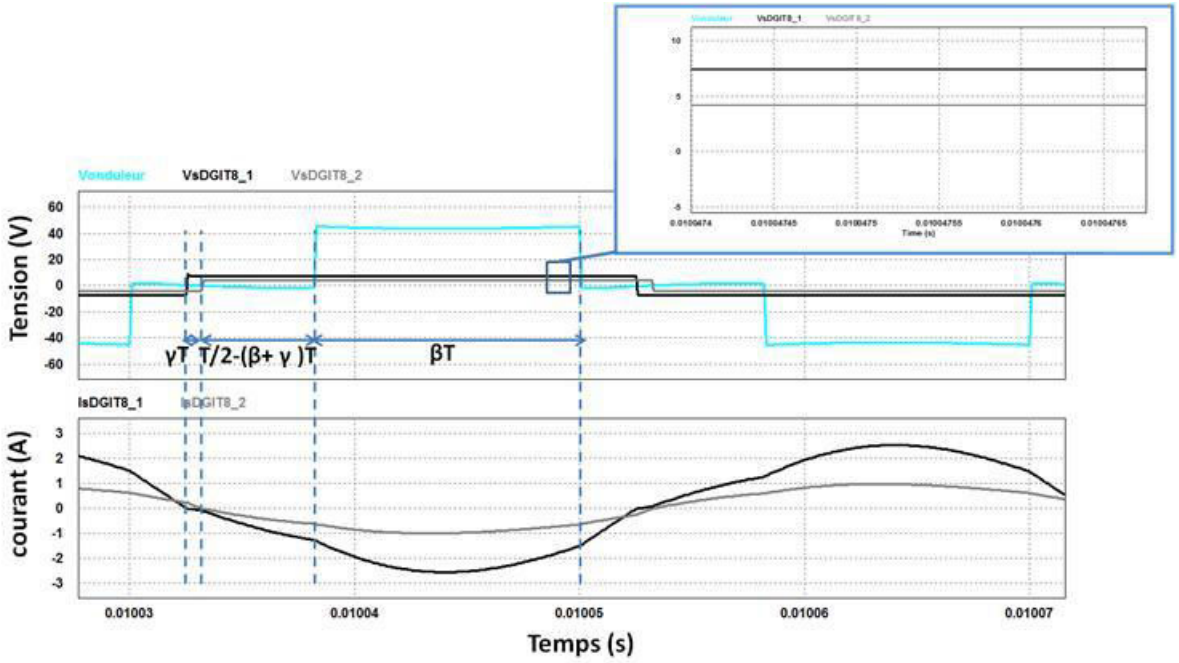


Figure 117: Tensions et courants simulés de sortie du DGIT8 en régime continue (charges à 5 Ω)

Un déphasage est observable entre les tensions et courants de sortie du DGIT8 pour un interrupteur tête bêche. Toutefois, ce déphasage n'influence pas la tension redressée car seules les valeurs maximales sont prises en compte lors du redressement du signal. Nous pouvons également remarquer la différence d'amplitude entre les deux courants représentés à la Figure 117. Cette différence est liée à la chute de tension qui intervient entre ces deux sorties du DGIT : le fil de 50 cm se trouvant entre les deux interrupteurs, ajoute une impédance qui augmente la chute de tension sur cette branche. Pour une même charge, en réduisant la tension, le courant s'en voit également réduit.

La chute de tension observée Figure 117 est liée à la résistance du fil pilote entre les sorties de ces deux DGITs secondaires. Nous retrouvons cette chute de tension dans les deux modes de fonctionnement (continue et discontinue). Celle-ci a bien entendue été prise en compte dans le dimensionnement de départ pour rester dans la fourchette de tension nécessaire au bon fonctionnement des allumeurs.

2. Validation du régime quasi-résonant (ou discontinu)

Le régime discontinu impose une annulation du courant tel que nous pouvons l'observer Figure 118. Celui-ci dépend de l'angle de retard entre les deux bras et de la charge placée en sortie du dispositif.

Pour cet essai, les résistances placées en sortie du modèle électrique du DGIT sont de 100 Ω et l'angle de décalage entre les bras est de 60°.

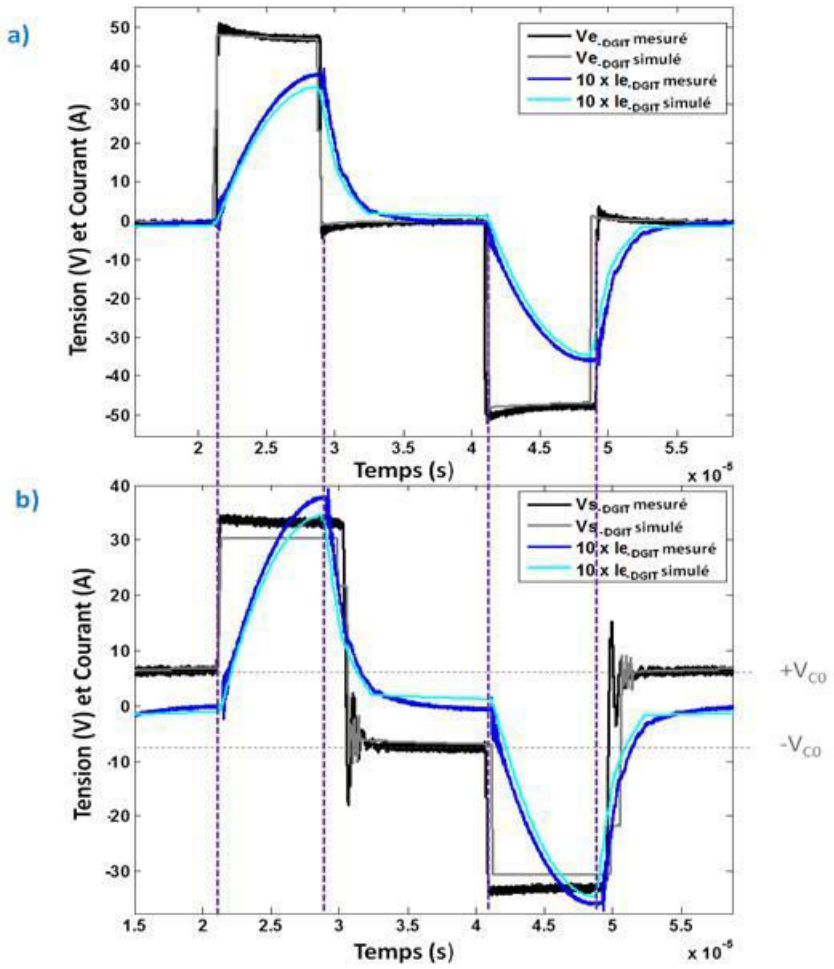


Figure 118: Tension d'entrée du DGIT en régime discontinu

Le courant d'entrée et la tension de sortie du DGIT, la différence d'amplitude entre la mesure et la simulation avoisine les 10 %, ce qui est acceptable pour la validation du modèle.
Nous retrouvons sur les résultats des mesures et simulations des tensions, les transitoires liés aux commutations des interrupteurs de l'alimentation du DGIT. La prédiction de ces régimes dus aux composantes parasites dans toute la chaine de conversion est également correcte.

3. Influence de l'imprégnation des transformateurs

Afin de répondre à la contrainte de la double tenue en tension, certain transformateurs ont été imprégnés pour une isolation diélectrique de 60 kV et d'autre pour 10 kV

Au Chapitre 2, il a été montré que l'imprégnation des transformateurs du DGIT influe sur les capacités parasites des transformateurs.

Afin de quantifier l'influence de ces changements sur les formes d'onde des tensions et courants du DGIT, une comparaison de simulations pour un DGIT imprégné et non imprégné, a été réalisée (Figure 119), puis les mesures correspondantes ont été effectuées (Figure 120).

La comparaison entre les simulations du DGIT imprégné / non imprégné a été réalisée pour un DGIT à 8 secondaires (DGIT8).

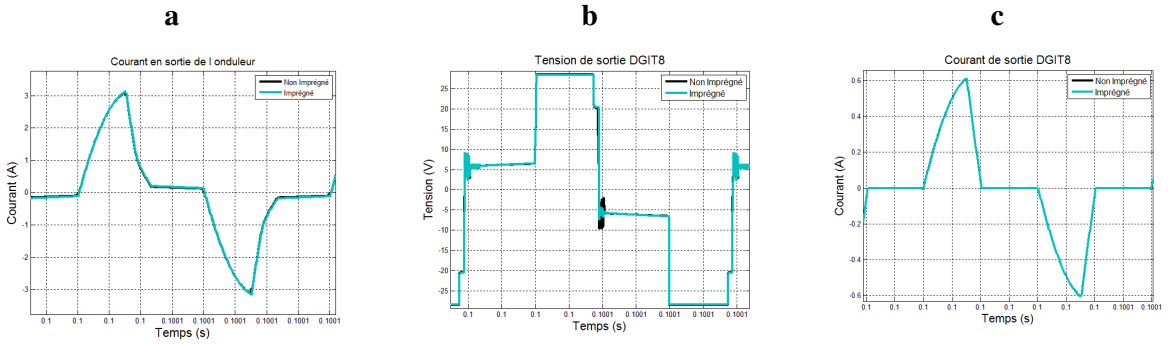


Figure 119: Comparaison des simulations de tension et courant d'un DGIT8 imprégné et non imprégné

Les simulations en sortie de l'onduleur (Figure 119-a) et en sortie du DGIT à l'échelle de la période de découpage (Figure 119-c) montrent que l'imprégnation n'agit pas sur les formes d'onde de la tension et du courant. Une légère augmentation du courant en sortie de l'onduleur est observée mais elle reste insignifiante pour le DGIT8.

La comparaison des mesures des transformateurs imprégnés / non imprégnés a été réalisée pour deux DGIT placés en parallèles, un DGIT4 et un DGIT8 (DGIT12), ce qui représente la configuration complète pour l'alimentation d'un niveau de conversion de puissance.

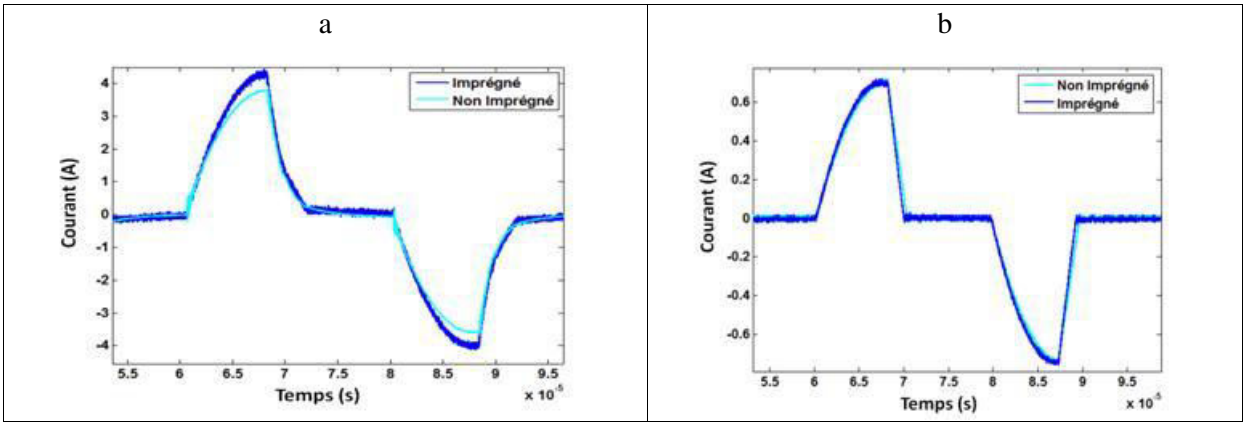


Figure 120: Comparaison des mesures des courants d'entrée (a) et de sortie (b) d'un DGIT12 imprégné et non imprégné

La comparaison des mesures réalisées pour un DGIT imprégné et non imprégné (Figure 120) montre que l'imprégnation n'agit pas sur les formes d'onde des courants. Une augmentation

du courant de 10% en sortie de l'onduleur est toutefois observée. L'analyse fréquentielle réalisée au Chapitre 2 a montré que seules les capacités parasites des transformateurs étaient influencées par l'imprégnation. Nous pouvons donc déduire que la différence de courant observée ci-dessus est principalement due à la résistance des connectiques qui diffèrent de celles utilisées pour les transformateurs non imprégnés.

Comme pour la comparaison des simulations des DGIT imprégnés / non imprégnés, la mesure du courant en sortie du DGIT montre que l'imprégnation n'agit pas sur les formes d'onde à l'échelle de la période. Par contre, l'observation de la tension de sortie du DGIT montre une différence entre les systèmes imprégnés et non imprégnés (voir Figure 121).

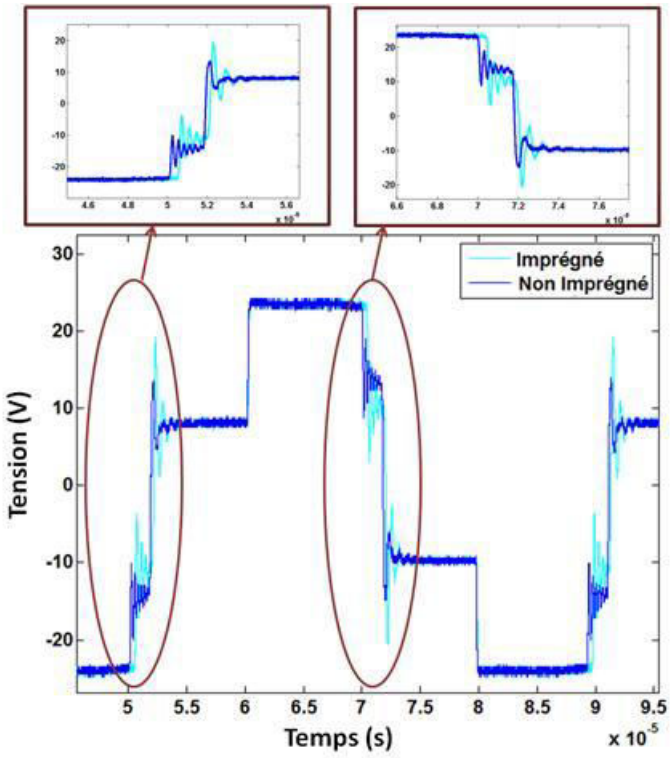


Figure 121: Comparaison des mesures de tension de sortie d'un DGIT4 imprégné et non imprégné

La mesure montre que l'imprégnation n'agit pas au niveau de son amplitude. Nous observons une diminution de la fréquence du transitoire et un décalage entre les signaux imprégné/ non imprégné lors des transitoires (Figure 121). Ceci est lié à l'augmentation des capacités parasites des transformateurs imprégnés. Cette différence n'a aucune influence sur la tension redressée fournie à l'entrée des drivers.

4. Bilan expérimental de puissance

Un bilan de puissance expérimental a été effectué pour l'alimentation de 12 allumeurs (DGIT4 en parallèle avec un DGIT8). N'ayant que 8 drivers à disposition, les mesures ont été réalisées avec un DGIT8 alimentant des drivers, et un DGIT4 alimentant des résistances consommant une puissance identique à celle consommée par les drivers dans le pire des cas.
Le déphasage β est de 60°, la tension d'alimentation de 48 V et la tension de sortie de 33 V. La longueur des fils pilotes entre le DGIT primaire et secondaire est de 2 m (1 m pour le sens aller du fil et 1 m pour le retour), entre les deux secondaires les plus proches : 1 m (2x50 cm).
Les rendements sont calculés relativement à trois points du circuit :

- Entre la puissance active mesurée en entrée du DGIT8 et de la somme des puissances actives consommées par les cartes driver,
- Entre la puissance active mesurée en entrée du DGIT4 et de la somme des puissances actives consommées par les charges équivalentes,
- Entre la puissance active mesurée en entrée et en sortie de l'onduleur de tension.

Nous avons placé des condensateurs de 15 nF pour simuler les capacités de grille des MOSFET de puissance.
Les mesures de puissance ont été réalisées sur des allumeurs à charge maximale, c'est-à-dire que les interrupteurs commutent à la fréquence maximale de 20 kHz (Figure 122).

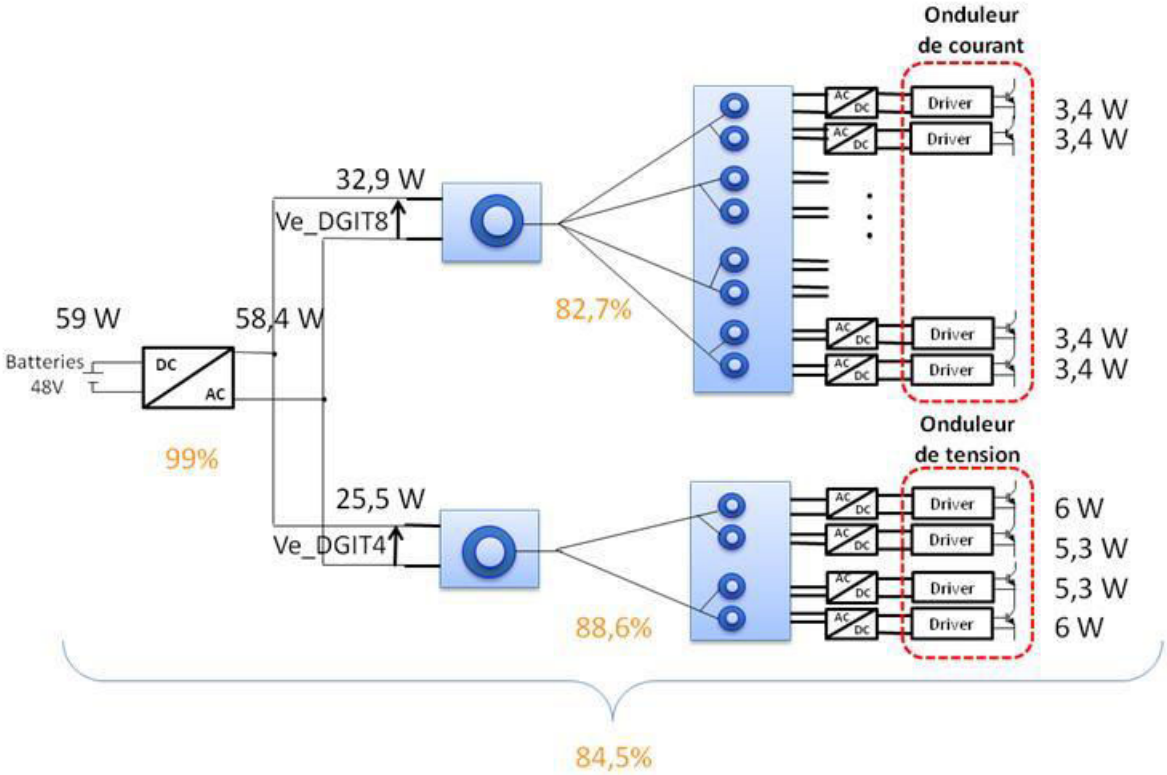


Figure 122: Bilan de puissance pour les drivers commutant à 20 kHz

Nous pouvons observer d'après les relevés de puissance portés sur le schéma de la Figure 122 que le rendement global pour les drivers à leur charge maximale est de 84,5 %. Ce rendement est plus faible que celui dimensionné à l'aide du programme d'optimisation (89,5 %), ceci est dû à :

- L'angle de décalage entre les bras qui était maximal pour le calcul d'optimisation,
- Les erreurs commises sur la détermination des pertes dans le DGIT.

Nous remarquons que plus court est le fil pilote et meilleur est le rendement (rendement du DGIT4 supérieur à celui du DGIT8). Les principales pertes se confirment bien être au niveau du fil pilote. Ceci signifie que le rendement global est très sensible à sa longueur ce qui exige de la fixer à la valeur juste nécessaire en positionnant l'alimentation des drivers au plus proche des convertisseurs haute tension, ceci pour chaque niveau de conversion.

V. Régulation à double isolation galvanique

Comme pour tout dispositif d'alimentation, il est nécessaire de réguler la tension de sortie. Toutefois, la double isolation galvanique THT implique que le captage des mesures (permettant la régulation de la tension de charge) conserve ce niveau d'isolation (voir Figure 123). Cette mesure peut ensuite être traitée par un régulateur qui agit directement sur l'angle de décalage β entre les deux bras de l'onduleur de tension.

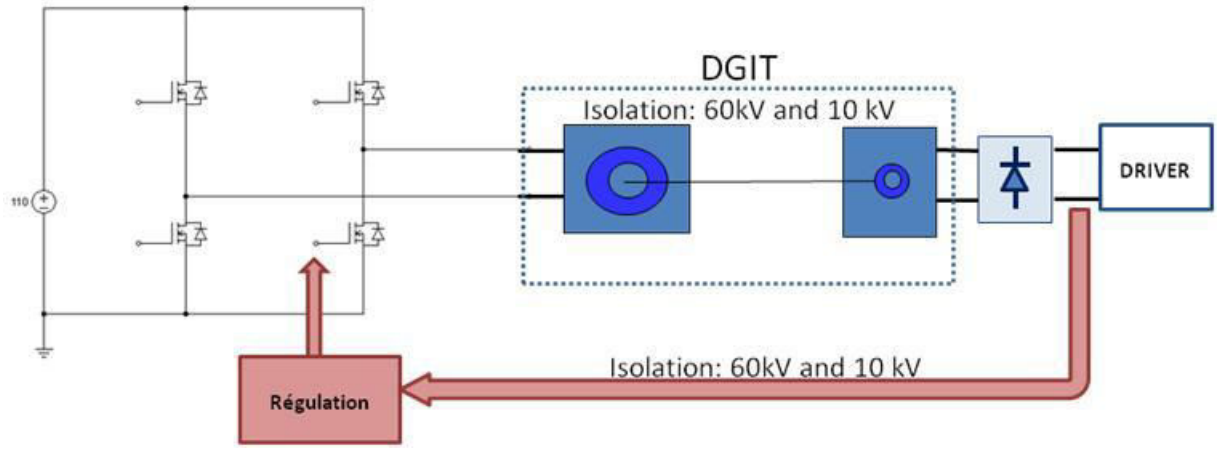


Figure 123 : Schéma de la régulation en tension des drivers

Afin de ne pas reproduire le système de DGIT à la fois pour l'alimentation et pour la mesure, le support de transmission d'énergie de l'alimentation peut être utilisé pour faire transiter les informations de mesure à une fréquence plus élevée que la fréquence de l'alimentation, ce qui revient à développer un système de transmission par courants porteurs.

1. Systèmes existants

La transmission par courant porteur en ligne (CPL) est principalement utilisée pour la transmission d'informations numériques. Elle permet de transmettre une information à haut ou bas débit sur un support électrique.
A l'origine ce mode de transmission a été développé pour les systèmes de protection et pour la télémesure [SUREK], [MAJUM]. Depuis 1950 le CPL sert à des transmissions unidirectionnelles à faible puissance et faible fréquence (10 Hz) pour l'éclairage public et les télécommandes de relais. Depuis les années 90, il est bidirectionnel et génère un nouvel engouement, mais cette fois ci pour la transmission à plus haute fréquence et à plus haut débit pour un transport de données numériques. Il est tout d'abord utilisé pour les télé-relevées (60-80Hz) et la domotique. La communication par courant porteur permet actuellement de transférer des données du type voix, image, etc…, par l'intermédiaire du réseau électrique (EDF).

Le principe de fonctionnement consiste à superposer à la tension réseau (généralement 50Hz), un signal à une fréquence très différente, de préférence plus élevée [TRAN]. Afin de minimiser les perturbations électriques sur ces données, des techniques de modulation/ démodulations sont utilisées, spécialement la technique « OFDM » (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) et « spread spectrum » (modulation à étalement de spectre). Le standard IEEE 1901 définit un débit nominal de 500 Mbit/s, une portée de 1500 m, une bande de fréquence de l'ordre de 100 MHz et un débit maximum de l'ordre de 200 Mbit/s [CPLFR].
Les réseaux support sont séparés en deux types : Indoor (pour les architectures intérieures, homeplug) et outdoor (pour les architectures extérieures). Pour les architectures indoor, le débit des informations transmises peut aller jusqu'à 3Gbit/s grâce au modem « CG5110 chipset » développé par SIGMA DESIGNS [SIGMA] pour l'utilisation de « Triple Play » (système commercial permettant de fournir internet, le téléphone et la télévision à l'aide d'un même lien CPL) et pour la télévision IP (IPTV, système permettant de transmettre la télévision et des vidéos à la demande par un lien internet).

Le CPL présente le grand avantage d'utiliser un réseau déjà existant pour l'alimentation électrique comme support de transmission de données. Cette technique présente toutefois quelques désavantages, dont l'atténuation du signal due aux pertes existantes dans un câble de

cuivre et aux effets de peau apparaissant en haute fréquence (le câble existant n'est généralement pas dimensionné pour une utilisation haute fréquence). Une étude précise du canal de transmission est impérative afin de prévoir une amplification adéquate. Ce système peut aussi générer un rayonnement électromagnétique.

Plusieurs études ont étés menées sur l'utilisation industrielle du CPL [SAGGI-06], [SAGGI-08], [MANNAH-09], [MANNAH-11], [JIAND], [KONAT], [AHOLA], [KOSON-08], [KOSON-10]. Tous ces concepts utilisent la modulation OFDM après avoir réalisé la mesure au niveau de la charge (pouvant être un moteur électrique dans certain cas). L'information est donc numérisée puis envoyée sur le support électrique véhiculant la puissance. Ce signal est ensuite amplifié et démodulé pour enfin obtenir l'information (analogique ou numérique) nécessaire à la régulation agissant sur le convertisseur alimentant la charge. La technique de codage/ décodage permet, en rajoutant des bits de sécurité, de vérifier l'exactitude du signal réceptionné. Elle tolère donc de ne pas tenir compte des bruits pouvant être propagés dans le canal de transmission. Ceci est un avantage pour l'envoi d'informations sur une longue distance. Dans l'application liée aux drivers haute tension, la distance est faible (un maximum de 3 mètres). Dans l'étude qui suit, toutes ces précautions ne sont pas considérées car la priorité a été donnée à l'étude du canal de propagation des informations de mesure et au type de liaison CPL possible, avant de passer à l'envoi d'un signal numérique.
Le signal de mesure transmis est donc de type analogique pour les essais et simulations réalisés dans la suite de ce chapitre. Nous avons choisi d'utiliser le transformateur à double isolation galvanique (DGIT) comme support de transfert de puissance et de mesure.

2. Modélisation du système type CPL

Afin de modéliser le système CPL, il faut tout d'abord étudier avec précision le support électrique prévu pour la transmission des informations. L'étude de ce support permet également de définir la fréquence de modulation la plus adéquate pour véhiculer le second signal. Dans cette application, le signal transmis par CPL est une mesure de tension réalisée au niveau de la charge.
Dans un premier temps, nous avons songé à ajouter un bobinage secondaire à chaque DGIT pour constituer le CPL. Ce principe a été développé afin de permettre le transfert des données en utilisant le fil pilote existant. Les données transmises peuvent être de différents types mais

restent des informations à dynamiques lentes (tension, température, etc…) par rapport à la fréquence de découpage.

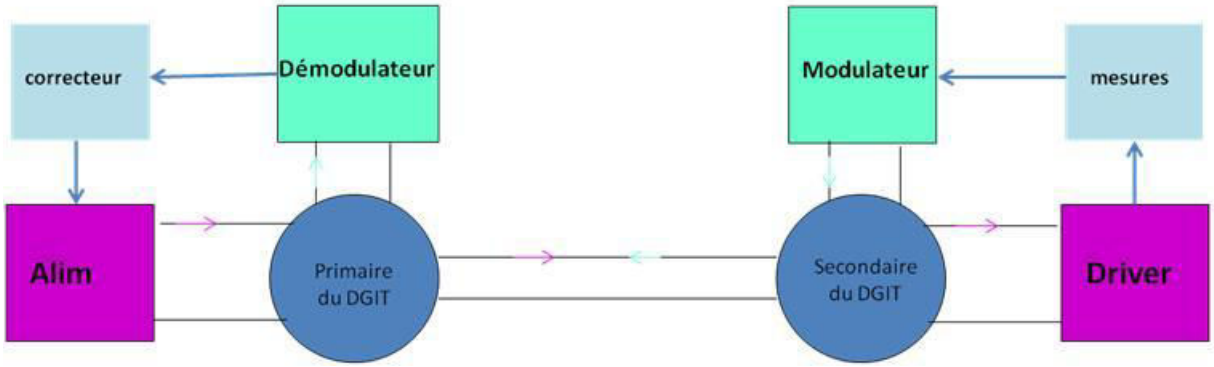


Figure 124 : Représentation du CPL idéal

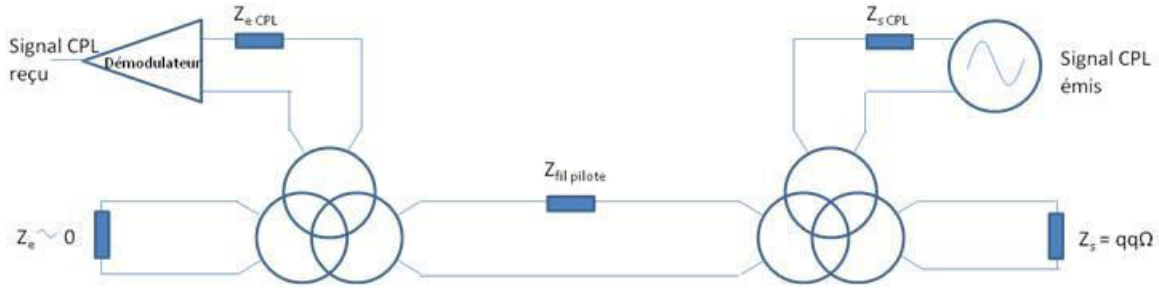


Figure 125 : Schéma électrique du CPL idéal

Les essais de mise en œuvre de cette solution ont confirmé son infaisabilité due au fait que les impédances vues par les enroulements CPL sont très faibles devant l'impédance interne du circuit d'interface, ce qui conduit à une très forte atténuation du signal transmis comme schématisé aux Figure 124 et Figure 125. Ainsi malgré une amplification, le signal reçu est très bruité et difficile à traiter.

Une autre solution consiste à transmettre le signal de mesure via des tores insérés sur le fil pilote comme représenté sur le schéma Figure 126. Ainsi les impédances sont vues en série et non plus en parallèle.

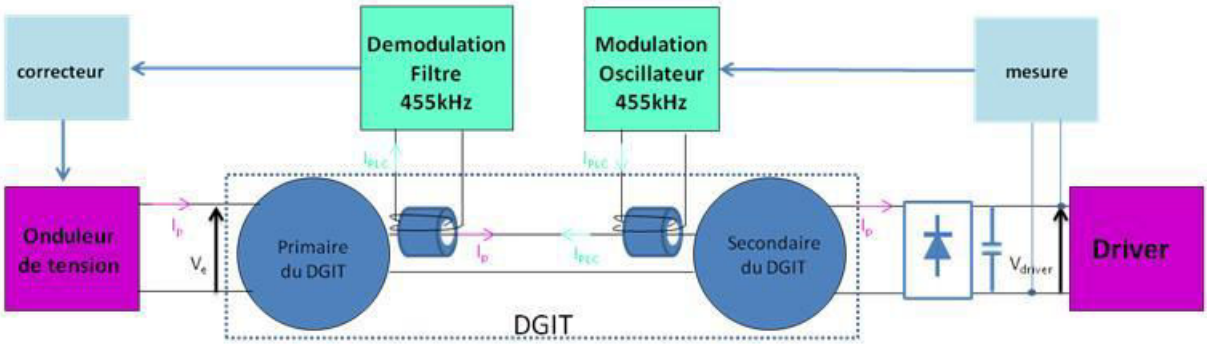


Figure 126 : Représentation du CPL réalisé sur support existant

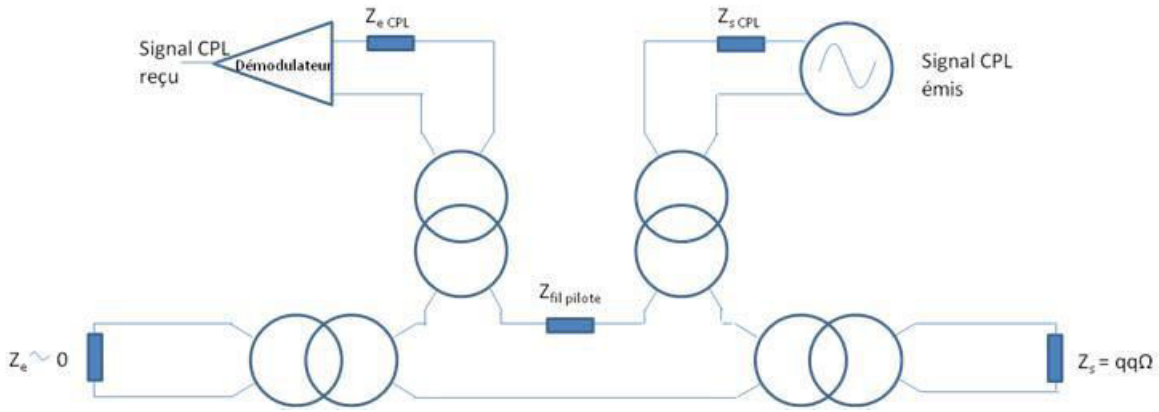


Figure 127 : Schéma électrique du CPL réalisé sur support existant

Les Figure 126 et Figure 127 montre l'implantation du dispositif CPL dans le DGIT. Dans l'étude fréquentielle du DGIT (voir chapitre II), nous avons pu observer que l'atténuation de la fonction de transfert en tension apparaît vers 100 kHz. Ainsi, il est préférable d'injecter un signal CPL à faible fréquence, d'où le choix d'utiliser la fréquence de 455 kHz. Cette fréquence a été choisie en fonction des technologies existantes. En effet, il existe des filtres céramiques, ayant une grande sélectivité et une atténuation propre quasiment nulle, en particulier pour 2 fréquences : 455 kHz et 1,7 MHz [CERAFIL]. Nous avons donc choisi la plus faible. Cette technologie pouvant aussi être utilisée pour réaliser l'oscillation, il a donc été choisi de réaliser un oscillateur céramique qui permet un parfait accord avec le filtrage en sortie du CPL.

Le filtre céramique utilisé à la propriété d'être un filtre passe bande à 455kHz. En effectuant la mesure de ce filtre à l'analyseur d'impédance nous pouvons observer qu'il est également passe bande pour certaines autres fréquences (Figure 128).

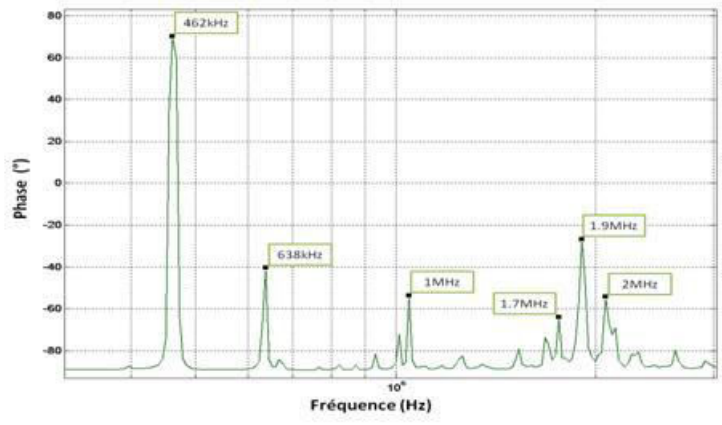


Figure 128 : Mesure de la phase du système CPL

Pour vérifier l'atténuation du signal CPL à ces différentes fréquences, des mesures de tension en entrée et en sortie du système CPL ont été effectuées dans les mêmes conditions que précédemment et avec une adaptation pour obtenir un gain unitaire en sortie à la fréquence de 455 kHz (Figure 129).

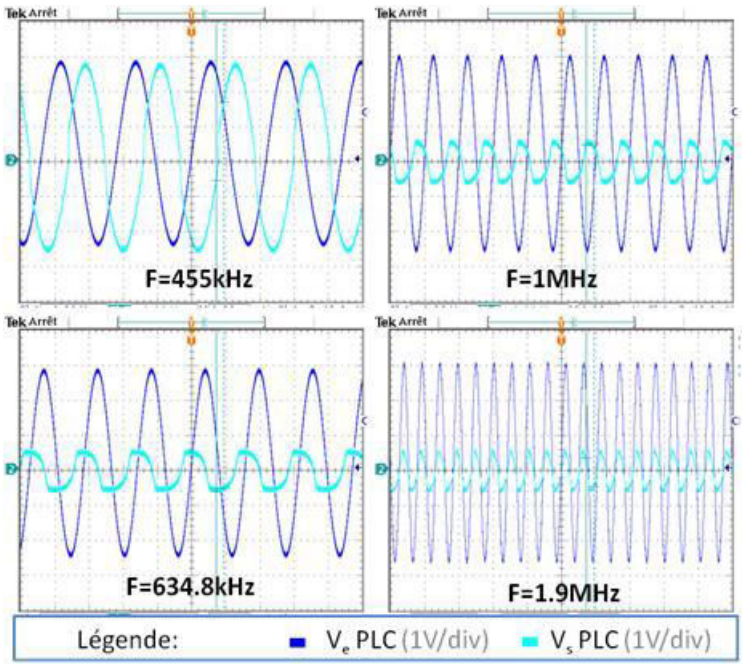


Figure 129 : Mesure des tensions en entrée et en sortie du système CPL à différentes fréquences

Nous pouvons observer grâce aux mesures de tension émises et réceptionnées par le système CPL, à différentes fréquences, que le signal est correctement transmis pour la fréquence de 455 kHz avec un signal réceptionné similaire à celui transmis. Pour les trois autres fréquences mesurées, une atténuation non négligeable existe.

La structure du CPL est présentée à la Figure 130. Pour transmettre le signal via le support CPL, la mesure de tension V_{driver} (tension continue), réalisée en entrée du driver des semi-conducteurs haute tension, est modulée à la fréquence de 455 kHz à l'aide d'un oscillateur céramique. Nous avons voulu essentiellement tester la faisabilité de la technique CPL dans cette alimentation à DGIT. Ainsi, nous avons choisi une technique de modulation très simple (AM : modulation d'amplitude) compte tenu d'une seule grandeur à transmettre avec un débit faible.

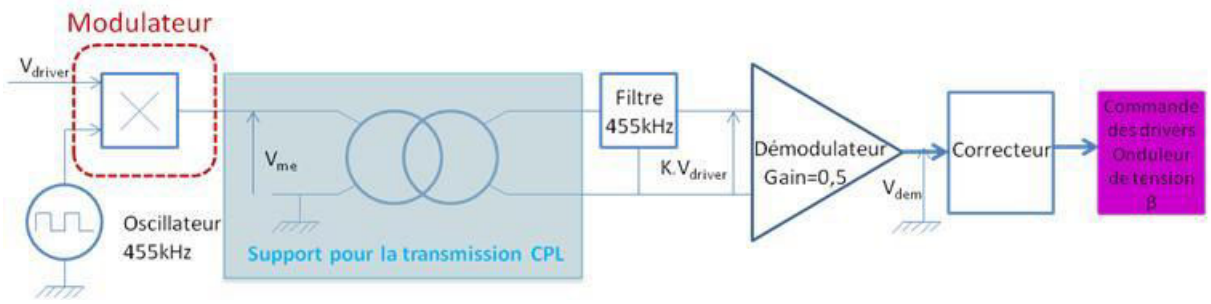


Figure 130 : Représentation du modulateur et démodulateur du CPL

En sortie du filtre céramique 455 kHz, l'atténuation du signal d'un facteur K doit être compensée avant le redresseur (Figure 130). Ensuite, le signal démodulé peut directement être utilisé pour la régulation. En supposant que le correcteur soit numérique, généralement la tension des entrées analogiques d'un micro-contrôleur est de 5 V. La variation de la tension V_{driver} pouvant atteindre 6 V, nous avons donc prévu de démoduler le signal transmis par le CPL avec un gain de 0,5.

Une mesure de la tension modulée en entrée et en sortie du CPL a été réalisée pour vérifier le bon fonctionnement de ce dispositif. Celle-ci a été réalisée sans les convertisseurs statiques et avec une charge de 50 Ω en sortie du CPL. La tension V_{driver} est fournie par une source de tension continue (Figure 130).

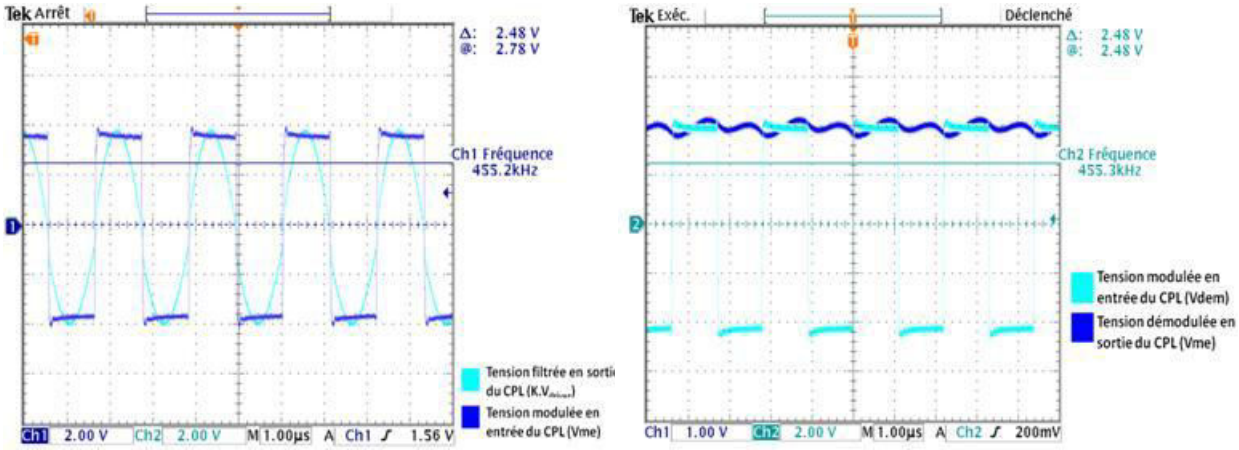


Figure 131 : Mesure des tensions en entrée et en sortie du système CPL à 455 kHz

Les résultats de mesure de la Figure 131 montrent que le signal transmis via le lien CPL est réceptionné et démodulé avec les amplitudes prévues (démodulation dans laquelle nous trouvons l'adaptation du gain 0,5). Il est donc possible d'utiliser ce signal avec un comparateur pour réaliser une régulation en tension avec un taux d'erreur de l'ordre +/- 10 % (tel qu'il a été spécifié dans le cahier des charges).

3. Résultats

1. Association de l'onduleur et du CPL

Au chapitre précédent, le schéma électrique du DGIT ayant été établi, nous avons ajouté le schéma électrique du CPL (Figure 132).

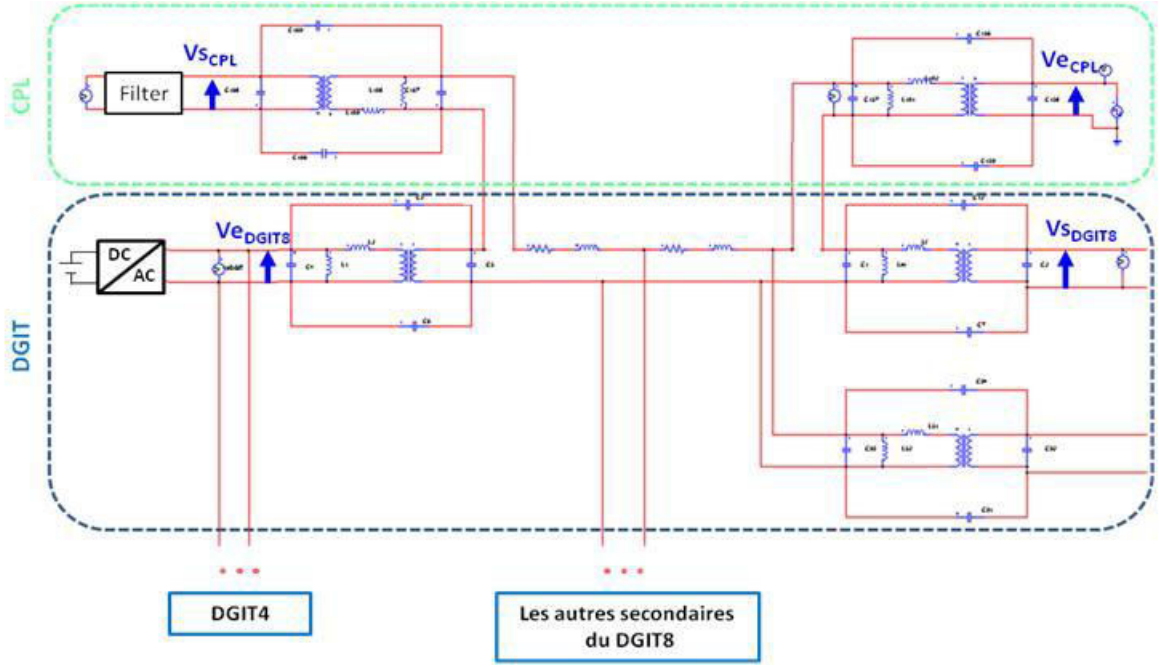


Figure 132 : Schéma électrique du CPL et de son support de transmission

Dans la partie expérimentale, un CPL a été ajouté à un DGIT8 et aucun au DGIT4, ceci afin d'observer la répercussion du CPL sur la totalité du système d'alimentation.

Le comportement de la puissance et du CPL ont été simulés et vérifiés à l'aide de mesures. Nous présentons aux Figure 133 et Figure 134, la tension d'entrée du DGIT8 sans et avec CPL (comparaison simulation/mesure).

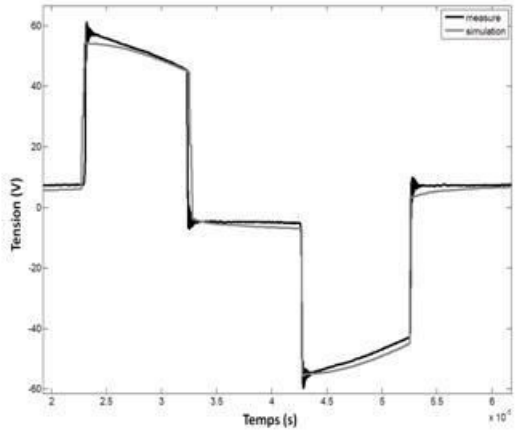


Figure 133 : Tension d'entrée du DGIT8

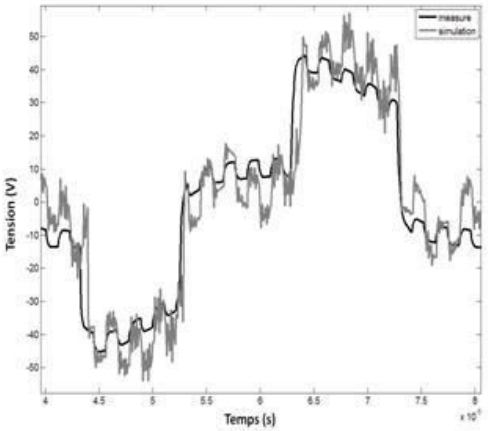


Figure 134 : Tension de sortie de la branche du DGIT8 sur laquelle se trouve le CPL

Nous pouvons noter que les simulations et mesures sont globalement en bonne concordance. Nous pouvons observer sur la tension de sortie du DGIT8 (Figure 134) une fluctuation à 455 kHz liée au signal injecté dans le fil pilote de cette branche. Il n'y a pas de répercussion significative sur la tension redressée grâce au condensateur de sortie de forte valeur.
Il est à noter que la mise en série des liens pour le système CPL ajoute une inductance en série avec l'inductance du fil pilote. De ce fait, une légère chute de tension supplémentaire d'environ 10 % a été observée en sortie du DGIT. Celle-ci doit être prise en compte dans la conception DGIT8 si le CPL est intégré à la construction.

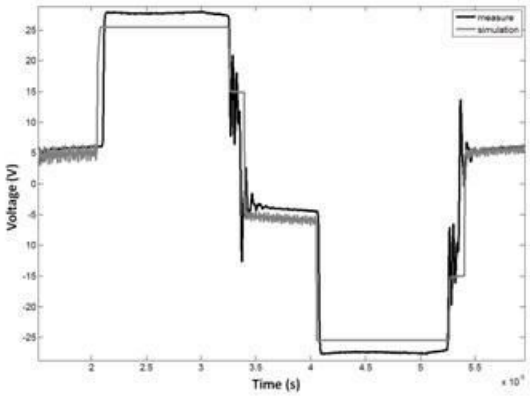


Figure 135 : Tension de sortie du DGIT4

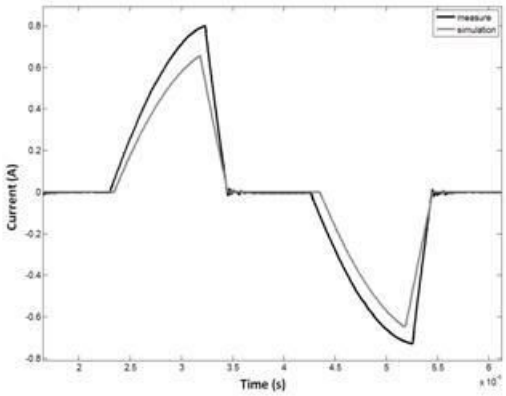


Figure 136 : Courant de sortie du DGIT4

Dans le DGIT4, il n'y a pas d'influence du signal CPL (Figure 135 et Figure 136). Nous observons ce résultat pour toutes les sorties du DGIT8 dont le fil pilote ne sert pas de canal de transmission au CPL.
Grace à ces mesures, nous pouvons constater que la liaison CPL n'agit que sur le DGIT secondaire sur lequel se fait la transmission de l'information de mesure qu'il suffit d'adapter en tenant compte de la chute de tension dans le fil pilote. Cette tension de sortie n'a aucunement besoin de filtrage car elle est redressée avant d'être transmise à l'entrée du driver.

Malgré des propriétés intéressantes, l'usage d'un CPL dans cette application est contraignant du point de vue volume et poids. En effet l'ajout des circuits magnétiques permettant la liaison inductive reste volumineux à cause de l'isolation à 60 kV à assurer pour les coupleurs CPL. Nous n'avons donc finalement pas développé cette solution ; nous nous sommes orientés vers une autre solution développée ci-après qui permet de conserver une bonne compacité du système.

2. Solution finale pour la régulation

La double isolation galvanique ne permettant pas de faire facilement une mesure au niveau de la charge en conservant un haut niveau d'isolement et le système CPL étant désavantageux du point de vue volume, il a été choisi de séparer la régulation en entrée et en sortie : une autre solution a été développée (Figure 137).

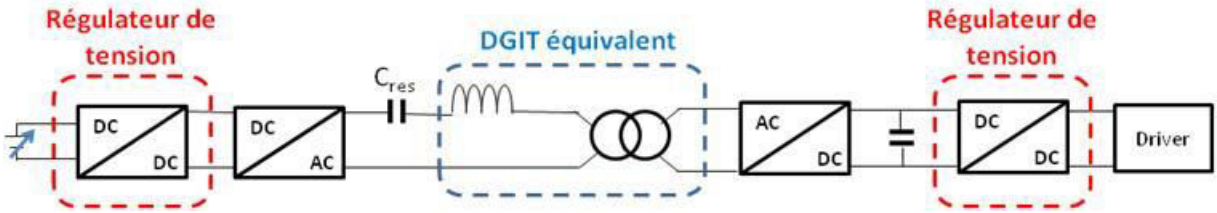


Figure 137: Schéma simplifié du dispositif d'alimentation des allumeurs

Pour réguler la tension fournie au driver, il a été choisi de placer deux convertisseurs BUCK à deux endroits stratégiques du circuit :

- Une régulation à l'entrée de l'onduleur de tension stabilise la tension du bus DC à 48 V avec une mesure réalisée directement en sortie du régulateur,
- Un post-régulateur DC-DC en sortie stabilise la tension fournie à l'allumeur à 30 V DC, avec une mesure réalisée directement en entrée du régulateur.

Le premier régulateur sert à palier aux variations de tension subies en entrée et le deuxième régulateur à réaliser un contrôle au plus proche de la charge.

Cette configuration fait donc travailler la structure DC/AC/DC en boucle ouverte : on impose un décalage β fixe entre les bras de l'onduleur de tension. La valeur choisie de β permet de réduire les harmoniques les plus élevées tout en assurant une marge de sécurité de tension suffisante pour assurer un bon fonctionnement du post-régulateur. Dans notre cas, ce sont les harmoniques 3, qui sont directement liées aux ouvertures et fermetures des interrupteurs du redresseur. Pour les supprimer, il suffit donc d'imposer un angle de décalage de 60°.
La post-régulation fixe la tension de sortie à 30 V, ce qui impose une tension à son entrée qui ne doit pas être inférieure à 30 V ; le dimensionnement du DGIT a été réalisé à cet effet pour la valeur maximale de tension préconisée par le cahier des charges (tension de sortie du DGIT : 33 V).

Grace à cette séparation en deux régulateurs, la tenue diélectrique du système complet n'est donc pas altérée. Par ailleurs, cette solution modifie peu le volume du système et impacte

faiblement le rendement. Les convertisseurs DC/DC d'entrée et de sortie étant non isolés, ils ont donc un rendement très élevé.

VI. Modélisation et validation du comportement électrique face à une perturbation de mode commun

La disposition des convertisseurs HT en multi-niveaux série contraint les interrupteurs HT les plus éloignés de la masse à subir la tension caténaire (25 kV avec des transitoires pouvant atteindre 60 kV). Dans ce cas, la tension de grille voit à ses bornes un fort dV/dt qui peut occasionner le disfonctionnement des dispositifs électriques positionnés en amont. La source d'alimentation étant reliée à la masse de l'allumeur, il est donc nécessaire de développer un modèle de mode commun de l'alimentation des drivers afin de prévoir la réaction de ce circuit face à cette forte perturbation, ceci afin de vérifier la susceptibilité du système face à de fort dV/dt et à la propagation des courants de mode commun.

Les transistors MOSFET SiC n'étant pas en notre disposition, nous avons placé un condensateur (C_{mos}) en sortie de la carte driver afin de représenter sa capacité grille source (150 nF), ceci à la fois pour le modèle et pour la maquette d'essais.

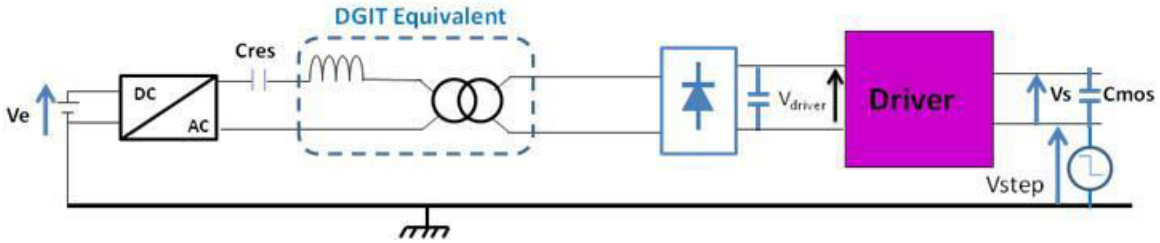


Figure 138: Méthode de mesure du courant de mode commun

Pour générer la perturbation, nous avons utilisé un générateur d'impulsion de signal carré V_{step} (voir Figure 138) avec une fréquence fixe de 50 kHz et trois valeurs de tension possibles : 100 V, 200V et 300 V. Le front descendant de ce signal étant très raide, il génère un fort dV/dt (compris entre 10 et 50 kV/µs). La forme du signal fourni par ce générateur est représentée à la Figure 139.

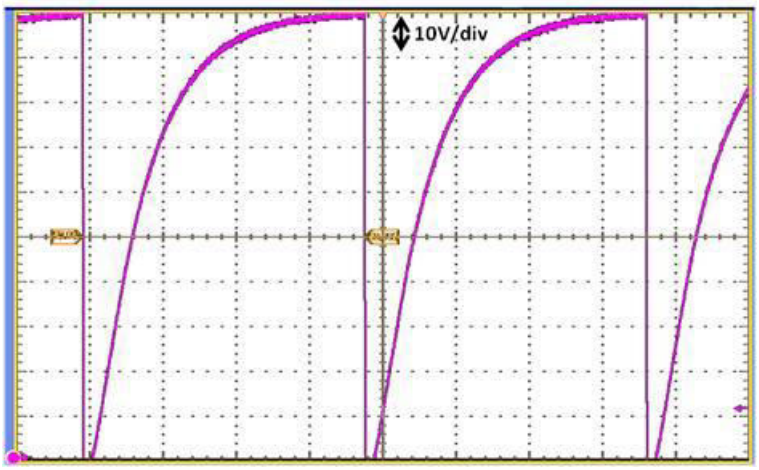


Figure 139: Signal fournie par le générateur d'impulsion pour une tension de 100 V

Nous avons utilisé ce générateur avec une amplitude variant de 0 V à 200 V et un dV/dt de 25 kV/µs lors du front descendant.

Dans un premier temps, une comparaison entre la simulation et la mesure a été effectuée sur le système complet avec V_e =0 V puis avec V_e = 48 V.

1. Perturbation du DGIT dans le système complet non alimenté

Le modèle de mode commun étudié au chapitre 2 a été inséré dans le modèle électrique du système complet (modèle de mode différentiel) tel que nous pouvons le voir à la Figure 140.

Afin de comparer la simulation et la mesure du DGIT et de son alimentation en mode commun, un modèle électrique équivalent a été développé à l'aide du logiciel PSIM. Le modèle du DGIT en mode commun est représenté à la Figure 140.

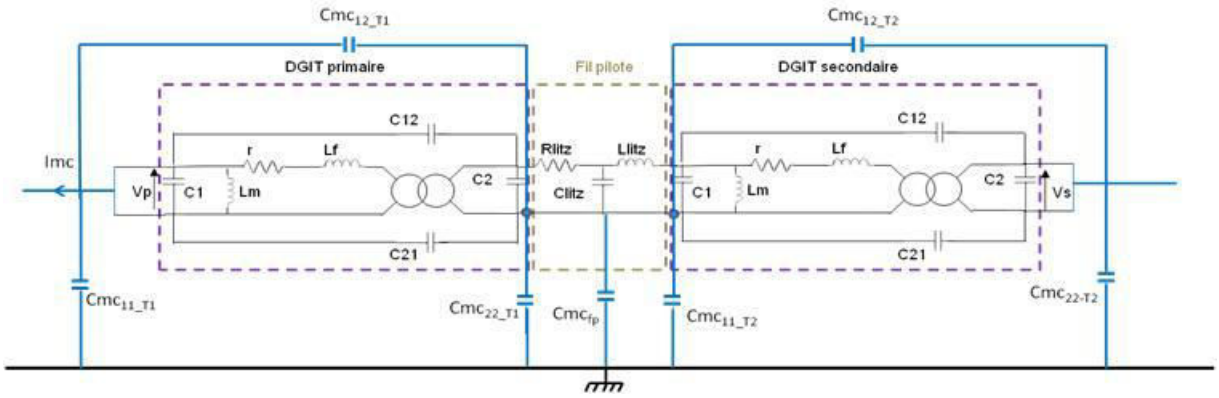


Figure 140: Modèle équivalent du DGIT en mode commun

Les paramètres du schéma équivalent du DGIT en mode commun, sont extraits à l'aide des mesures réalisées au Chapitre 2. Ces valeurs sont répertoriées au Tableau 16.

Tableau 16: Valeurs des éléments du schéma équivalent des transformateurs en mode commun

	Cmc_{11}	Cmc_{22}	Cmc_{12}
DGIT Primaire T1	16,7 pF	12,6 pF	14,4 pF
DGIT Secondaire T2	7,2 pF	10,2 pF	8,5 pF

Cmc_{fp} = 24,2 pF pour un fil pilote de 2 m.

Les autres paramètres du schéma électrique équivalent représenté à la Figure 140, sont les mêmes que ceux présentés au Chapitre 2 pour le modèle équivalent en mode différentiel. Pour cet essais les transformateurs du DGIT sont directement posés sur le plan de masse.

Afin d'effectuer la mesure du courant en entrée de l'onduleur (I_e), nous avons placé à l'entrée deux condensateurs C_0 de valeurs identiques (1 µF) de façon symétrique pour fixer le chemin de propagation des courants de mode commun (voir Figure 141).

Le modèle en mode commun de l'onduleur est simplifié ainsi que nous pouvons le voir à la Figure 141. Nous considérons les interrupteurs MOSFET idéaux, donc sans capacité entre drain et source. Les seules capacités que nous prenons en compte sont les capacités de mode commun de l'onduleur vis-à-vis du radiateur (C_{r1} et C_{r2}) que nous avons estimé à 10 pF. Le signal perturbateur est réalisé à l'aide du générateur d'impulsion décrit au paragraphe précédent.

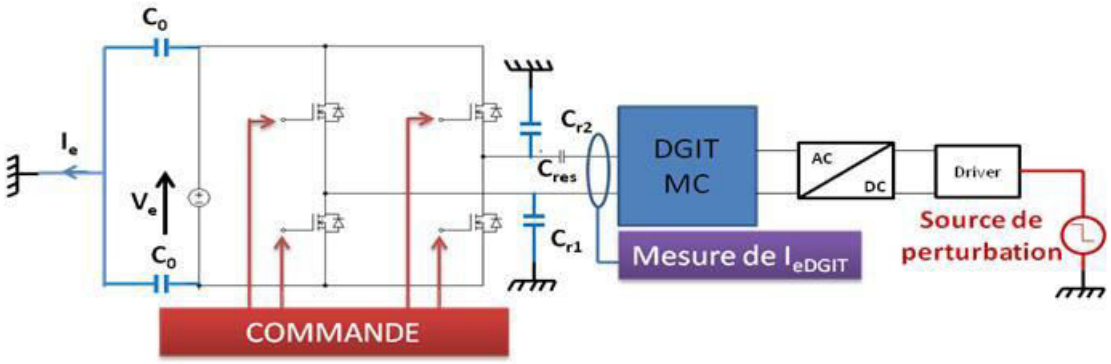


Figure 141: Paramètres du convertisseur influant sur le comportement global en mode commun

Pour représenter le générateur d'impulsion sur le schéma équivalent, nous avons placé une inductance (180 nH) et une résistance (2 Ω) en série pour représenter la connectique placée entre la source de perturbation et le driver. Pour la mesure de I_e, réalisée en reliant la source V_e au plan de masse, nous avons également schématisé le conducteur de liaison à la masse par une inductance (500 nH) et une résistance (3 Ω) en série.

La Figure 142 présente la comparaison des courants I_e et I_{eDGIT} pour la simulation et la mesure dans le cas où V_e = 0 V (convertisseur non alimenté).

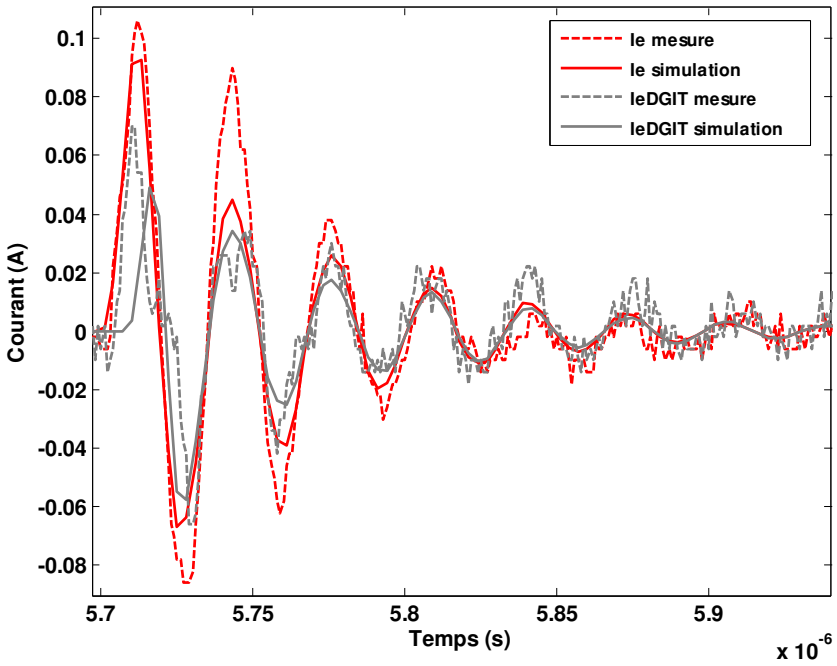


Figure 142: Mesure et simulation du courant de mode commun à l'entrée du convertisseur (I_e) et à l'entrée du DGIT ($I_{e\ DGIT}$) sans l'alimentation principale (V_e)

A l'aide du relevé comparatif de la Figure 142, nous pouvons constater un assez bon accord entre les courants simulés et mesurés en termes de fréquence d'oscillation, mais il existe cependant une différence sur les amplitudes. Celle-ci est due au modèle simplifié du convertisseur en MC. Un modèle plus détaillé du convertisseur en mode commun devrait permettre de s'approcher plus précisément du système réel.

L'émission électromagnétique dans cette application est limitée par les normes EN 55011 (CISPR11) et EN55022 (CISPR22) pour des appareils de classe A. Celles-ci imposent une tension maximale acceptable de 80 dBµV pour les fréquences inférieures à 500 kHz et de 72 dBµV pour les fréquences supérieures à 500 kHz. La fréquence du signal observé à la Figure 142 est de 25 MHz. Pour cette fréquence la valeur maximale du courant est donc de 80 µA (avec une résistance RSIL de 50 Ω). Le courant maximal mesuré étant de 100 mA, un dispositif de filtrage sera donc absolument nécessaire.

2. Perturbation du DGIT dans le système complet alimenté

Pour cet essai, le DGIT est alimenté avec une tension de 48 V (tel qu'il l'est en marche normale dans l'application). A ceci nous rajoutons une perturbation telle que nous l'avons décrite au paragraphe précédent ($V_{perturbation}$ = 200 V, dV/dt = 25 kV/µs).

Nous avons effectué une mesure du courant de mode commun (MC) en entrée du convertisseur afin d'observer son comportement (Figure 143).

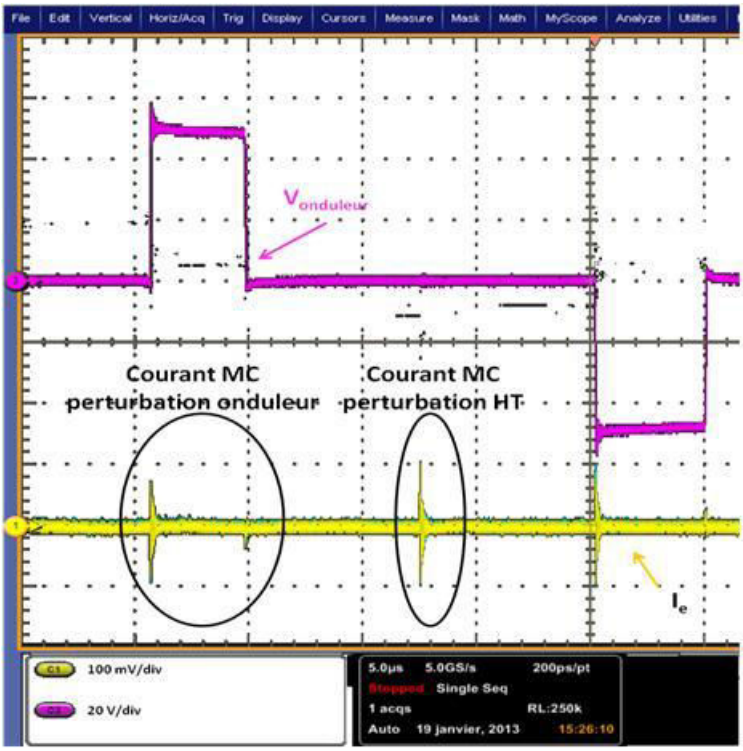


Figure 143: Mesure de la tension à la sortie de l'onduleur ($V_{onduleur,}$ voie C3) et du courant de mode commun à l'entrée du convertisseur ($I_{e,}$,voie C1)

Nous pouvons observer que le courant de mode commun lié à la commutation des interrupteurs de l'onduleur (lors du front montant) a une amplitude maximale presque similaire à celle liée à la perturbation HT.

Afin de vérifier le modèle développé à l'aide du logiciel PSIM, nous avons ajouté au modèle du premier paragraphe, l'alimentation du DGIT telle que décrite précédemment (Figure 144). Ensuite, nous avons comparé le modèle et la mesure pour l'élément le plus pertinent : le courant de mode commun lié au dV/dt de la perturbation.

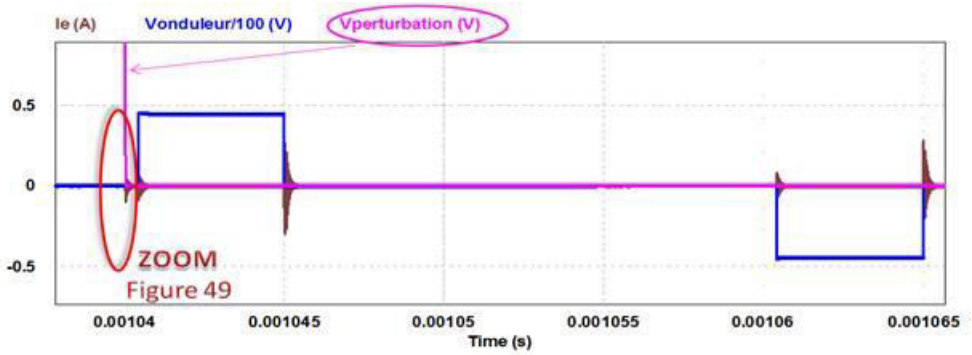


Figure 144: Simulation du courant de mode commun à l'entrée du convertisseur (I_e), de la tension a la sortie de l'onduleur ($V_{onduleur}$) et du signal perturbateur ($V_{perturbation}$ = 200 V) généré par un générateur d'impulsion

La Figure 144 présente les résultats de simulation pour la tension en sortie de l'onduleur ($V_{onduleur}$), la tension fournie par le générateur d'impulsion ($V_{pérturbation}$ simulant le dV/dt perturbateur) et le courant de mode commun en amont du circuit étudié (I_e).

Nous pouvons observer que le courant I_e apparait à la fois lors des changements d'état de la tension principale d'alimentation (perturbation liée aux commutations des interrupteurs de l'onduleur) mais aussi lors des dV/dt du générateur de perturbations. Pour vérifier l'amplitude et la fréquence du courant de mode commun, nous avons fait un agrandissement temporel (voir Figure 145) sur l'ondulation provoquée par la perturbation ayant un dV/dt de 25 kV ($V_{perturbation}$).

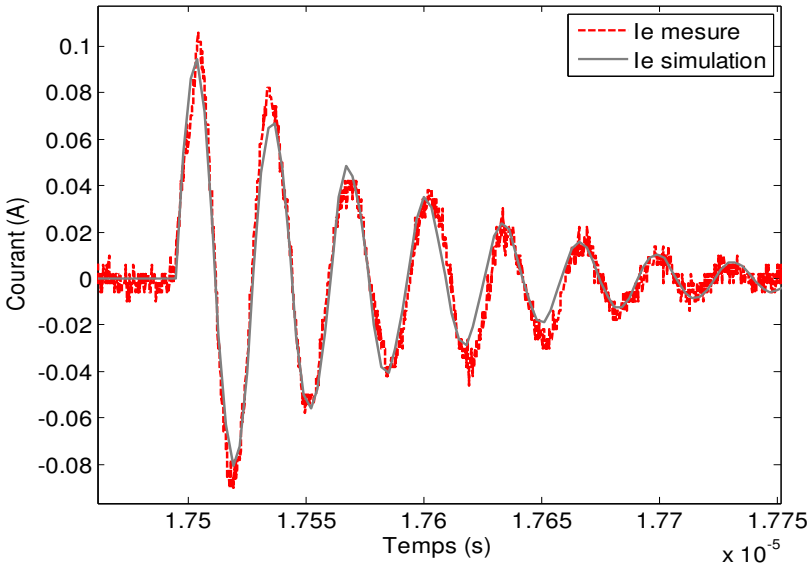


Figure 145: Mesure et simulation du courant de mode commun à l'entrée du convertisseur (I_e) lors de la perturbation à fort dV/dt

A l'aide du relevé comparatif de la Figure 145, nous pouvons constater que les courants simulé et mesuré de I_e sont similaires, ce qui valide le modèle de mode commun dû à la perturbation provenant des interrupteurs HT. Du point de vue de la susceptibilité électromagnétique, le transitoire maximum atteignant 0,1 A, celui-ci peut donc être contraignant au niveau du DGIT avec l'augmentation du courant dans le fil pilote. Ceci peut entraîner des pertes joules supplémentaires et une chute de tension impactant la tension de sortie des DGITs.

De plus, nous retrouvons la même amplitude maximale du courant de mode commun que dans le paragraphe précédent. Ceci montre donc l'intérêt d'un filtre permettant de diminuer cette amplitude afin de répondre à la norme EN 55011 (CISPR11).

Les deux types de perturbations de mode commun apparaissant sur les mesures et les simulations (liées à la commutation des interrupteurs de l'onduleur et à la perturbation HT) agissent différemment sur le circuit (voir schéma équivalent simplifié à la Figure 146).

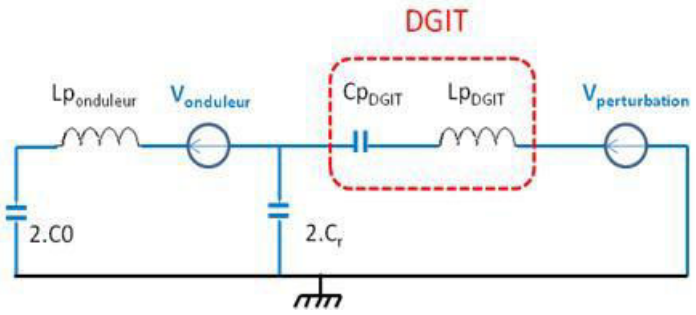


Figure 146: Schéma simplifié de mode commun du circuit complet

Comme nous pouvons le constater sur le schéma simplifié de mode commun de la Figure 146, les capacités C_0 et C_r sont les mêmes que celles représentées à la Figure 141. La capacité $2.C_r$ ouvre un chemin de propagation supplémentaire pour les courants de mode commun (MC). Le condensateur de résonance étant négligeable devant les capacités du modèle équivalent de mode différentiel, nous avons donc représenté la capacité équivalente totale du DGIT (Cp_{DGIT}). L'inductance parasite totale du DGIT est représentée par Lp_{DGIT}. Celle-ci est largement supérieure à l'inductance parasite interne de l'onduleur ($Lp_{onduleur}$). Ceci limite donc la propagation des courants de MC liés à la source V_{ond} (alimentation du DGIT) en amont de celui-ci. Ce qui n'est pas cas pour les courants de MC dus à la source $V_{perturbation}$. Ceux-ci se propagent donc dans tout le circuit.

Pour palier aux signaux transitoires liés à la perturbation HT, deux solutions sont possibles :

- Mettre un filtre de MC en sortie de l'onduleur afin de limiter le courant avant son passage dans l'onduleur,
- Mettre un filtre de MC au plus proche de la perturbation (en entrée de la carte driver ou en sortie du DGIT) afin de réduire ce pic de courant à la source.

VII. Conclusion

Dans ce chapitre, le modèle du DGIT à sortie unitaire (DGIT1) a été étendu à des sorties multi-secondaires (DGITn). Il a été démontré que la simplification du modèle circuit du DGIT1 est généralisable pour un DGITn avec une erreur qui reste minime.

Le modèle du DGIT a été utilisé pour développer une alimentation qui lui est adaptée. Dans ce sens, il s'est avéré que l'alimentation la plus adéquate est un onduleur de tension à résonance série. Grâce à cette résonance, la puissance réactive ainsi que le risque de saturation des noyaux magnétiques ont été réduits. De plus, celle-ci a pour avantage de réduire les pertes par commutation grâce aux commutations en ZVS et ZCS des bras d'onduleur.

La contrainte de forte isolation galvanique a été prise en compte pour la régulation du système à DGIT. Nous avons testé l'idée d'utiliser le DGIT pour transporter la mesure avec un système à CPL (Courant Porteur de Ligne), mais nous avons constaté que celui-ci devenait volumineux. En effet, les faibles impédances du DGIT imposent de rajouter des circuits magnétiques pour réaliser le CPL. La solution d'assurer la régulation sans accroitre le volume global, a donc été d'introduire des régulations locales avant et après le DGIT.

La modélisation du DGIT et de son alimentation en mode commun a permis de mettre en avant la susceptibilité du système face aux perturbations propres au circuit (interrupteur de son alimentation) et aux perturbations extérieures pouvant atteindre 25 kV/s. Les transitoires liés au convertisseur DC/AC alimentant le DGIT n'ont aucune influence sur le reste du circuit car l'impédance du condensateur de résonnance est négligeable devant celle des capacités parasites du DGIT. Par contre, concernant la perturbation en aval du DGIT (dû au transitoire de 60 kV de la tension caténaire), il a été mis en avant qu'un filtre doit être ajouté afin de palier aux pics de courant intervenant lors de ce transitoire. Ceux-ci sont susceptibles de mettre en arrêt les cartes driver à cause de sous-tension apparaissant lors des transitoires de courants au plus proche de la carte driver. Cette solution apparait donc comme une perspective d'amélioration de cette alimentation drivers pour MOSFET SiC.

CHAPITRE 4

Vers une commande de MOSFET SiC Haute Tension
par radio-fréquence

Sommaire

I. Introduction 157

II. Définition du signal de commande pour le MOSFET SiC HT 157

III. Choix du matériel pour le dispositif de commande 159

1. Transmission à modulation de fréquence analogique 160
2. Transmission par HopeRF 161
3. Comparaison et choix du mode de transmission RF 164

3.a Antenne Fouet 164

3.b Antenne PCB 165

3.c Comparaison des dispositifs de transmission 166

IV. Essais et résultat de la transmission RF GigaLink pour la commande de drivers 167

1. Comportement de la réception 167
2. Comportement de la réception avec écran perturbateur 169

V. Conclusion 172

I. Introduction

Habituellement, la commande des convertisseurs statiques est réalisée à l'aide de fibres optiques car celles-ci permettent une transmission du signal avec un débit intéressant et une bonne immunité. Ce qui est le cas pour les convertisseurs de puissance actuellement en place sur les chaines de traction d'ALSTOM. Seulement dans le domaine du ferroviaire ces fibres optiques subissent un stress mécanique qui les use très rapidement. Afin d'éviter cette usure prématurée et couteuse, nous avons étudié la possibilité de les remplacer par une commande par radio fréquence (RF). Cette solution permet également d'alléger considérablement le système de commande pour le convertisseur multi-niveaux.

Cette commande se positionnerait entre le boitier de commande/alimentation et le boitier de conversion d'énergie (Figure 147)

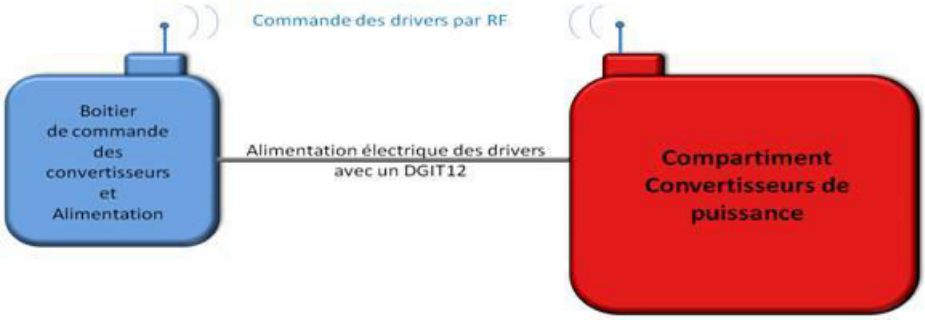


Figure 147: Représentation de la commande RF

Ce type de commande permet de répondre à la contrainte principale dans le milieu du ferroviaire avec une forte isolation galvanique. A l'intérieur du compartiment de puissance la commande est distribuée par fibre optique. Le matériel se trouvant figé, la fibre optique subit alors un stress minimal.

II. Définition du signal de commande pour le MOSFET SiC HT

Le signal transmis entre le boitier de commande et le compartiment de puissance sert à la commande des semi-conducteurs.

Pour les convertisseurs multi-niveaux la commande est plus complexe : en plus du déphasage nécessaire à la régulation imposé par le correcteur de courant, plusieurs éléments doivent être ajoutés (déphasage entre chaque étage de conversion, etc...). Au total il y a cinq informations différentes à envoyer :

- L'information « adressage du niveau » permet l'attribution de la trame au niveau auquel elle est associée (ex : pour un adressage du niveau 4, la trame n'est lue que par le FPGA du niveau 4). Le convertisseur comptant 11 niveaux, nous avons besoin de 4 bits.
- L'information « niveau actif » fournit à chaque étage, le décalage de la modulante à 20 kHz des interrupteurs de puissance à ce niveau. Cette information permet par la suite de calculer le décalage qui est : $décalage\,de\,la\,modulante = \frac{(valeur\ \ du\ niveau\ -1).\pi}{nbr\ \ de\ niveau\ \ total}$. Pour 11 niveaux il faut également réserver 4 bits.
- Le type de commutation permet d'imposer une commutation dure ou douce. Un bit est dédié aux interrupteurs de l'onduleur de courant et un autre bit à l'onduleur de tension, d'où l'usage de 2 bits.
- L'information « déphasage » permet de définir l'angle de déphasage entre les bras des onduleurs afin de régler le niveau de tension en sortie du système complet. Elle est codée sur 8 bits soit 256 valeurs possibles donc une précision de $\frac{180}{256} = 0{,}7$.
- Le « signe » permet d'attribuer le signal adapté à la commande de l'interrupteur tête ou l'interrupteur bêche de l'onduleur de courant.

Pour être traité par le microcontrôleur (FPGA), ces informations sont envoyées sous forme binaire, ce qui conduit à transférer une trame de 19 bits décomposée telle que présentée à la Figure 148. Nous avons ajouté le bit de « start » en début de trame pour signaler le positionnement du début de la trame et la synchronisation de tous les niveaux du convertisseur.

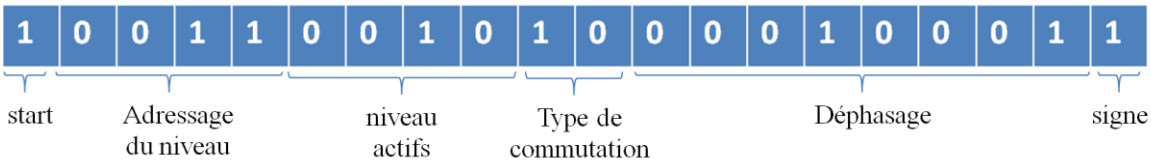


Figure 148: Décomposition du paquet d'information à envoyer

Afin de réduire les longueurs des fibres optiques locales, nous avons imaginé d'insérer un dispositif de transmission des informations par radio-fréquence entre le système d'acquisition de la mesure (dSPACE) et le système de traitement des informations (FPGA), tel que nous pouvons le voir à la Figure 149.

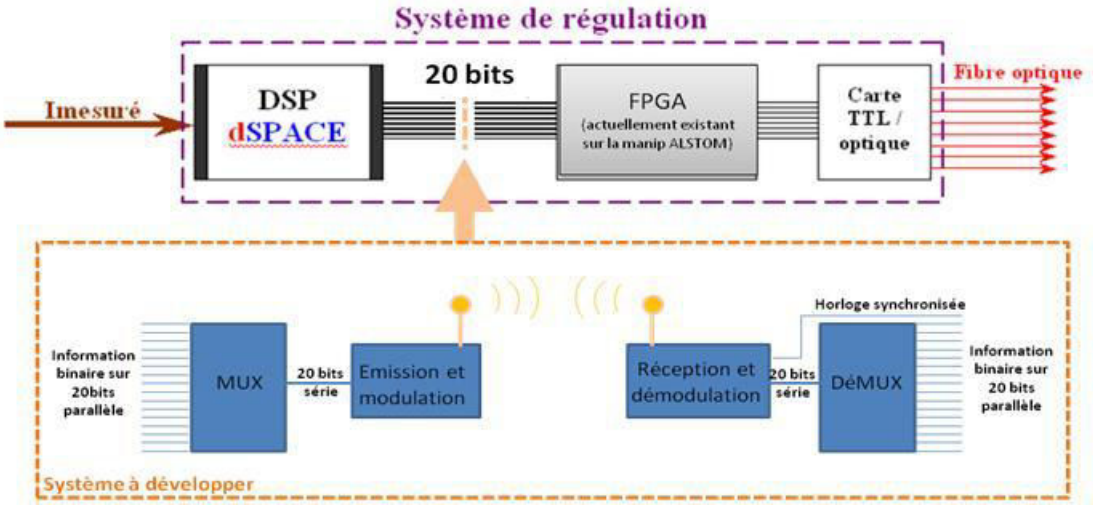


Figure 149: Principe de transmission des informations de commande

Le système à concevoir consiste à récupérer une information composée de 20 bits en parallèle, de les mettre en série et de les transmettre à la suite d'une modulation. Après réception de cette information, une démodulation est réalisée et les 20 bits sont mis en parallèle pour être envoyée au FPGA. Après le démultiplexage du signal, l'information liée au bit de start permet de synchroniser les horloges de tous les niveaux du convertisseur.

III. Choix du matériel pour le dispositif de commande

Comme nous l'avons vu dans le premier chapitre, les protocoles de transmission les plus appropriés sont : le ZigBee, le Wifi et le HopeRF. En effet, ces protocoles ont une portée, un débit et une fréquence de transmission qui peut être suffisante pour la transmission de commande.

Toutefois, dans notre cas l'information à transmettre étant de 20 bits à une fréquence de 10 kHz (identique à la fréquence de découpage des convertisseurs), le ZigBee ne parait pas être une bonne solution car son débit de 250 Kbits/s ne laisse aucune marge (24 bits pour 10 kHz, sachant que dans un futur proche il est prévu une augmentation de la fréquence de découpage jusqu'à 20 kHz).

Le Wifi et le HopeRF utilisent les mêmes bandes de fréquence (autour de 2,4 GHz). Toutefois le protocole Wifi ne permet pas une transmission en temps réel alors que le protocole Hope RF est plus simplifié.

La modulation de fréquence analogique réalise une transmission en temps réel. En utilisant le dispositif GigaLink nous pouvons accéder à des fréquences proches de 2,45 GHz, avec une bande passante de 36 MHz.
Ces deux protocoles se diffèrent par leur débit et par la taille des antennes qui est également liée à la puissance du dispositif (plus faible pour HopeRF).
Le protocole HopeRF permet un compromis entre la puissance et le débit nécessaires à notre application à grand nombre de niveaux.
Nous avons étudié plus en détail les caractéristiques de ces deux protocoles afin d'effectuer un choix.

1. Transmission à modulation de fréquence analogique

Le matériel choisi pour la transmission à 2,45 GHz est : la carte émettrice « GigaLink Mini OEM Receiver IV » et la carte réceptrice qui lui est associée « GigaLink Mini OEM Transmitter mono ». Elle est initialement destinée à la transmission d'un signal vidéo analogique.



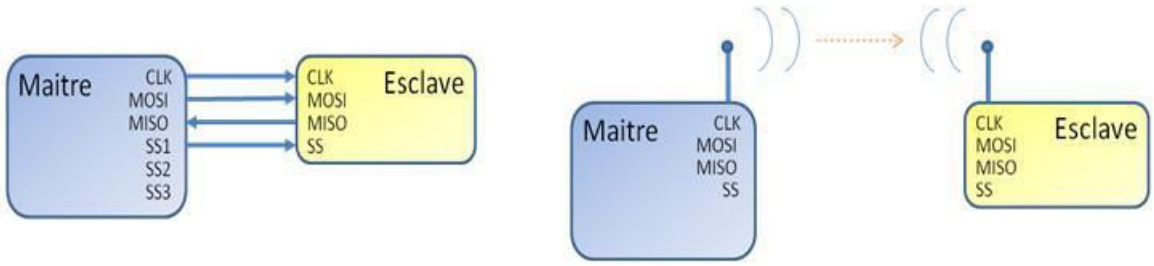
Figure 150: Carte émetteur GigaLink



Figure 151: Carte récepteur GigaLink

L'émetteur GigaLink permet à partir d'un signal analogique, de moduler en fréquence puis de l'envoyer à une fréquence comprise entre 2,4 et 2,4835 GHz et une puissance de 10 mW.
Le récepteur GigaLink permet de démoduler le signal reçu suivant le même principe que celui de l'émetteur et de fournir en sortie un signal analogique.
Il est donc nécessaire d'ajouter un étage pour le multiplexage et l'adaptation de niveau du signal en entrée de l'émetteur et pour le démultiplexage et l'adaptation de niveau du signal en sortie du récepteur.
Le multiplexage et le démultiplexage sont réalisés à l'aide d'un microcontrôleur PIC programmé en langage C. le microcontrôleur choisi est un PIC18F4520 pour un traitement de 32 bits. Ce choix est réalisé en fonction du nombre de bits à échantillonner (20 pour notre application), du coût et de la disponibilité de ce matériel. A l'aide de ses port A, B et D, de 8

bits chacun, nous pouvons sélectionner un standard TTL (tension comprise entre 1,8 V et 3,6 V) et une sortie analogique. Le multiplexage se fait grâce à la fonction « SPI » du microcontrôleur que l'on retrouve sur le port C (SPI= Serial Peripheral Interface). Cette fonction permet l'envoi (MISO, Master In Slave Out) et la réception (MOSI, Master Out Slave In) d'un signal en série cadencé par une horloge (CLK) qui lui est propre. Le récepteur est sélectionné grâce à la sortie SS (Slave Selection).



a) Transmission SPI filaire b) Transmission SPI par RF

Figure 152 : Transmission SPI pour un émetteur (maitre) et plusieurs récepteurs (esclaves)

Avec la liaison filaire, l'horloge est transmise de l'émetteur au récepteur. Avec la transmission par RF, nous avons choisi de ne pas transmettre l'horloge mais de se baser sur l'information reçue. Le top de l'horloge de la carte esclave se fait donc à la réception du bit de start. Le retard entre le signal émis et le signal réceptionné est essentiellement dû au traitement du signal. La transmission par RF se faisant à 2,4 GHz, le temps de transmission est donc quasi instantané.

La dynamique du signal de sortie des cartes GigaLink étant de [0-1 V], un amplificateur de tension est donc essentiel :

- En entrée du démultiplexeur afin de fournir un signal compris entre 0 V et 3,3 V aux entrées TTL de la carte PIC.
- en sortie du démultiplexeur afin de fournir un signal TTL de 5 V exigé par la carte FPGA utilisé par ALSTOM.

Pour réaliser la diminution de la tension, un diviseur de tension composé de résistances est suffisant. Pour l'amplification, nous utilisons les sorties TTL de la carte PIC qui lorsqu'elles sont au niveau haut, délivrent une tension semblable à la tension d'alimentation (5 V dans notre cas).

2. Transmission par HopeRF

Nous avons choisi d'utiliser la carte tranceiver RFM70 qui est la même pour l'émission et la réception et qui est composée d'une antenne imprimée (fréquence de 2,4 GHz à 2,4834 GHz).

Ce principe de transmission présentant un matériel très compact et une puissance consommée très faible, est généralement utilisé pour des applications à faible distance tels que la transmission ordinateur/périphériques, audio ou encore la commande d'automates. Récemment, un laboratoire de l'Université de Zilina en Slovaquie, a développé un système de mesure permettant de surveiller le trafic routier (principalement la mesure de la vitesse de passage de véhicules à un point donnée [KARPIS]), et un système de surveillance de zones naturelles protégées (par rapport aux intrusions ou de la surveillance incendie [MICEK]) à l'aide du tranceiver RFM70 avec le protocole HopeRF. Leur choix s'est porté sur ce matériel car il est peu onéreux comparé aux dispositifs déjà existant dans les autres pays. Les résultats des tests se sont montrés satisfaisants lorsque l'antenne est correctement orientée.
Pour notre application, les antennes émettrices et réceptrices sont fixes. Ce qui permet de les positionner de manière à réaliser une détection du signal la plus forte possible.
Les entrée de la carte RFM70 nécessitent une interface SPI (Serial Peripheral Interface) qui est un bus de données série (envoyé ou reçu sur les bornes MOSI et MISO) et cadencé par une horloge (SCK). Le bus CSN permet de définir si la carte est en mode maitre ou esclave. L'entrée IRQ permet de définir les interruptions nécessaires au bon fonctionnement du programme (interruption permettant de vider les registres) et l'entrée CE définit le mode de fonctionnement de la carte (en émission ou en réception). Il est donc impératif d'utiliser un microcontrôleur avec des ports SPI en entrée de chaque carte RFM70. Pour répondre à cette spécificité, nous avons utilisé la même carte PIC que celle décrite précédemment.
Le HopeRF est un système de transmission développé par HopeRF electronic, ayant sont propre protocole de sécurité préprogrammé.

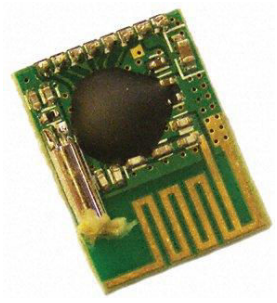


Figure 153: Carte tranceiver (émettrice et réceptrice) RFM70

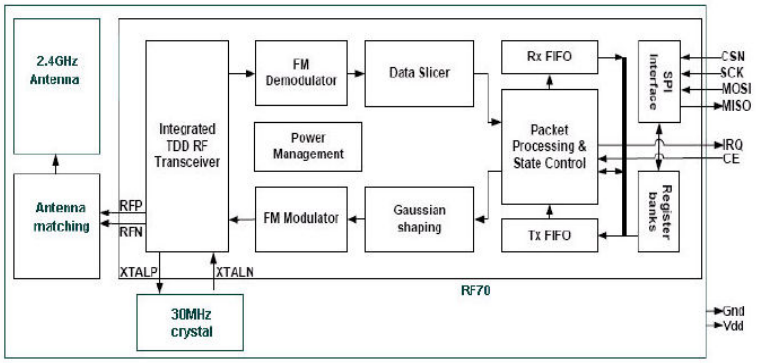


Figure 154: Décomposition de la carte RFM70

Nous pouvons voir d'après la Figure 154, que ce module permet à la fois l'émission et la réception des données en utilisant la modulation de fréquence (modulation FM). L'encodage des informations transmises se fait avec une modulation à déplacement minimum gaussien (modulation de fréquence à enveloppe constante afin que les données ne soient pas influencées par une perturbation de l'amplitude, la modulation se fait donc en fonction de la phase et non du module).

Le tranceiver RFM70 possède une antenne imprimée, ce qui a pour avantage de rendre ce système compact et léger. Sa consommation est d'environ 50 mW. Le désavantage de ce type d'antenne est principalement le risque de rayonnement parasite dû à l'alimentation ou à la surface limitatée du plan de masse.
Deux modes de transmission sont prédéfinis : le mode Tx, permettant la transmission des paquets et le mode Rx permettant la réception de paquets. Les paquets de données comportent des informations permettant la sécurité de la transmission. Chaque paquet est décomposé suivant le format de la Figure 155.



Figure 155: Format type du paquet transmis par le tranceiver RFM70

Le préambule permet de définir le début de la trame (1 byte dans notre cas). L'adresse donne au récepteur l'information du paquet qui lui est destiné (3 bytes dans notre cas). Le contrôle sert à transmettre des données qui peuvent être variables tels que :

- la taille du paquet de l'information utile qui a la possibilité d'être dynamique (2 bits),
- le PID (packet idendity bit), permet de savoir si le paquet reçu est une information nouvelle ou retransmise (0 bit),
- No ACK, sert à demander ou pas un accusé de réception. Dans le cas où cette option est choisie, le récepteur restera en standby jusqu'à ce que l'émetteur ait reçu cet accusé (1 bit).

L'information utile correspond aux données à envoyer. Comme nous avons besoin d'envoyer 20 bits, 3 bytes sont suffisants. CRC est un bit de détection d'erreur, s'il est différent de la forme qu'il doit avoir, la réception est stoppée. Avec le préambule il constitue le bit de start et de stop.

Le paquet d'information décrit ci-dessus est envoyé est reçu suivant le diagramme suivant :

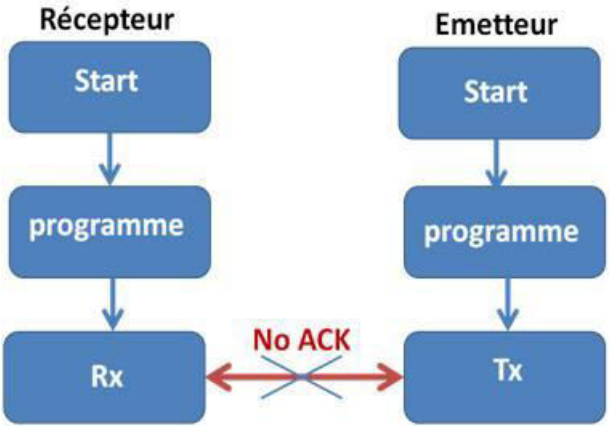


Figure 156: Protocol de transmission utilisé

Nous avons choisi de ne pas envoyer, ni d'attendre d'accusé de réception afin de rendre plus rapide la routine des programmes émetteurs et récepteurs.
Nous réalisons donc que HopeRF n'est pas un système temps réel à cause de son protocole qui reste complexe ce qui induit une routine trop longue.

3. Comparaison et choix du mode de transmission RF

Afin de faire une comparaison entre les deux dispositifs de transmission RF décrits précédemment, nous avons également besoin de faire une comparaison des antennes qui sont utilisées et leur type de rayonnement.

3.a Antenne Fouet

L'antenne fouet est l'antenne utilisée dans le système GigaLink pour l'émission et la réception (voir Figure 150 et Figure 151). C'est une antenne monopole omnidirectionnel. Une antenne monopole a une directivité identique à celle d'un dipôle pour λ/2 (cf. diagramme de rayonnement Figure 157) [ROGER 98].

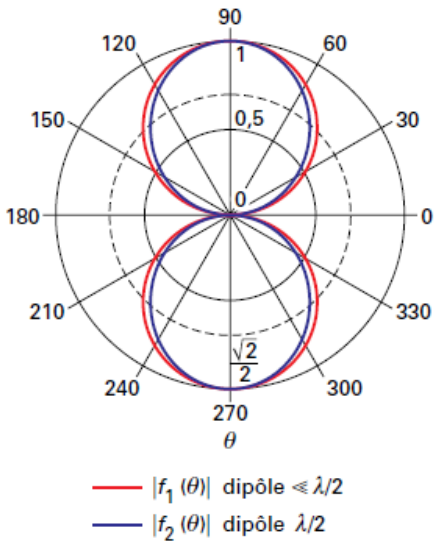


Figure 157: diagramme de rayonnement vertical pour un dipôle cylindrique

La longueur d'onde pour une fréquence de 2,45 GHz est de 12,2 cm. Pour que la transmission soit optimale, l'antenne doit mesurer 6,1 cm.

Nous pouvons observer sur la Figure 157 que le rayonnement vertical est assez directif sur les angles de 90° et 270°. Ceci signifie que l'antenne réceptrice doit être positionnée à 90° ou à 270° de l'antenne émettrice.

3.b Antenne PCB

L'antenne PCB est l'antenne utilisée dans le système HopeRF pour l'émission et la réception (voir Figure 153). Celle-ci est assimilable à l'antenne décrite dans « application note AN043 » pour le CC2511 de Texas Instrument [TI-AN043] (utilisé également pour le RFM73 proche du RFM70).

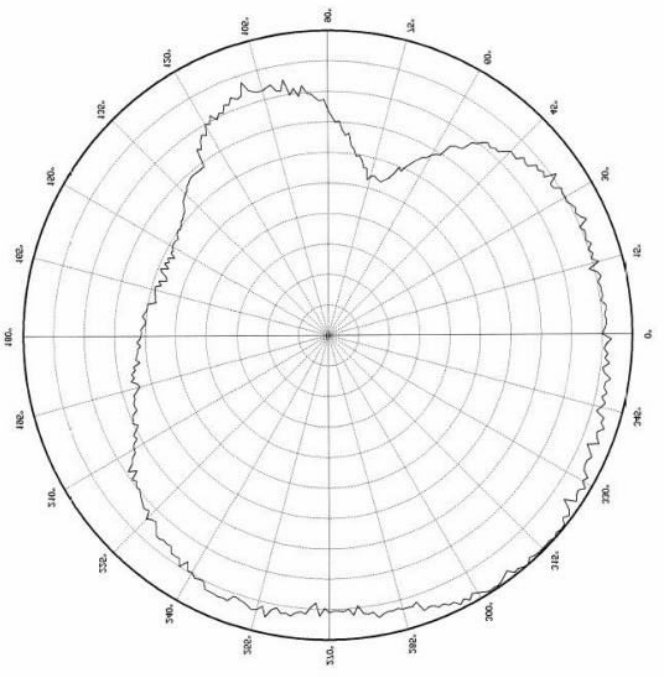


Figure 158: diagramme de rayonnement vertical pour une antenne PCB 2,4 GHz

Nous pouvons observer sur la Figure 158 que le rayonnement vertical est étalé, avec un rayon maximal entre 90° et 270°. Ceci signifie que l'angle d'ouverture de l'antenne émettrice permet une position verticale de l'antenne réceptrice. Ceci laisse une certaine liberté de positionnement.

3.c Comparaison des dispositifs de transmission

A la suite d'une réalisation sommaire et de plusieurs mesures de ces deux processus de transmission, nous avons consigné nos observations dans le Tableau 17 :

Tableau 17: comparaison GigaLink et RFM70

	GigaLink	RFM70
Protocole	Protocole de transmission très simplifié	Durée de la routine pénalisante
Sécurité	Aucune sécurité de transmission	Transmission sécurisée
Rayonnement antenne	Rayonnement directif sur 90° et 270°	Rayonnement étalé entre 125° et 45°
Taille du dispositif complet	Récepteur : 68 x 68 x 25mm Emetteur : 45 x 45 x 16mm	16,8 x 12,8 x 2 mm

En comparant le protocole de communication, le degré de sécurité, le rayonnement des antennes et la taille des dispositifs GigaLink et RFM70, nous serions tenté de choisir la carte RFM70 car elle présente plus d'avantage que la GigaLink. Toutefois, la durée de routine reste très pénalisante vis-à-vis de la fréquence de traitement des données, donc de la fréquence d'envoi des informations de commande.

Le choix final s'est donc porté sur les modules GigaLink car la simplicité du protocole de transmission permet un retard de transmission suffisamment faible pour notre application (1,6 ns). Ce qui n'est pas le cas pour le module RFM70. Une évolution du programme d'émission (celui de réception ayant été adapté pour un signal de 10 kHz) est théoriquement possible en réduisant le temps de cycle de la routine, ce qui mènerait à un retard acceptable. En pratique, la fréquence maximale atteinte en émission est de 8 kHz, ce qui n'est pas suffisant.

A long terme une sécurité devra être développée pour immuniser le signal des signaux perturbateurs, tel que le WIFI que l'on retrouve dans toutes les gares SNCF (signal à 2,45 GHz. Cette sécurité peut être amenée au module GigaLink par l'étude de l'environnement afin de le disposer de manière à être protégé des perturbations. Nous pouvons également développer un système du type RFM70 qui a sa propre routine de sécurité et qui aussi pour avantage d'avoir une taille compacte qui réduira la taille et le poids du dispositif complet (tel que le module MRF24WG0MA/MB récemment développé par Microchip).

IV. Essais et résultat de la transmission RF GigaLink pour la commande de drivers

Nous avons développé un programme sur le microcontrôleur pic18 permettant de multiplexer 20 informations TTL en parallèle. Nous avons donc imposé 20 signaux en entrée de la carte pic à 0 V ou 3 V, sur les ports A, B et D (le port C étant réservé à la transmission SPI).

1. Comportement de la réception

Nous avons effectué le test avec tous les ports à l'état bas, le port B_5 à l'état haut et le port B_6 avec un signal alternant entre l'état et l'état bas à une fréquence 10 kHz (cf. Figure 159).

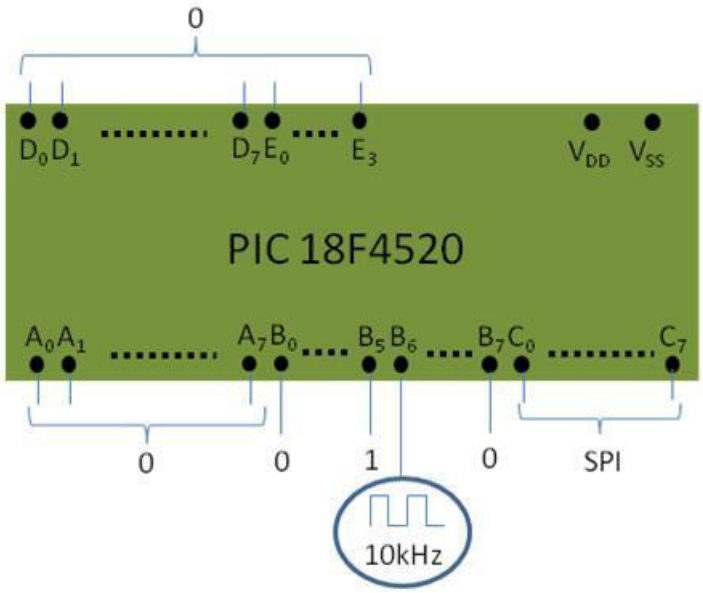


Figure 159: Etat des différents ports du PIC pour le 2ème essai

Pendant la période où B_6 est à l'état bas, B_5 est le seul port à l'état haut (trame envoyée : [00000000 00000100 00000000]). Lorsque B_6 est à l'état haut, B_5 et B_6 forment une impulsion dont la largeur est doublée trame envoyée : [00000000 00000110 00000000], voir Figure 160)

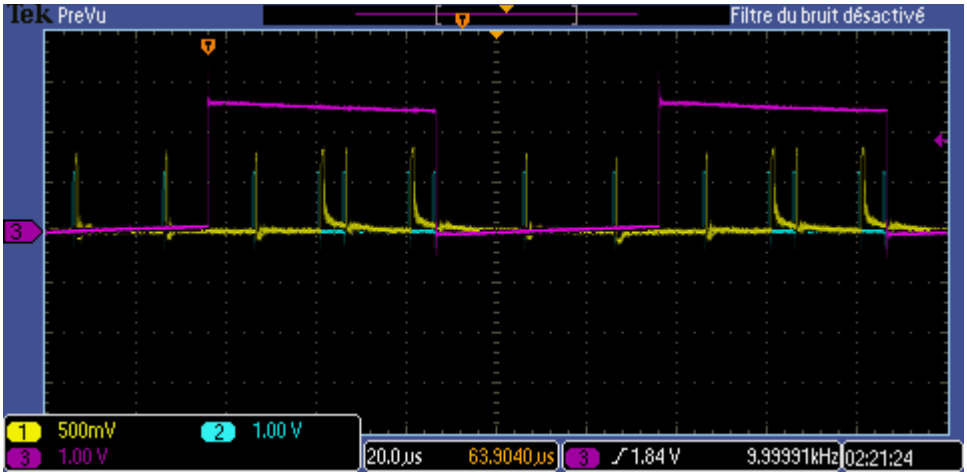


Figure 160: Réception d'un signal à 10 kHz

Sur la Figure 160 nous observons en bleu le signal émis série (2), en jaune le signal réceptionné série (1) et en rose le signal imposé en entrée de la carte émettrice avant multiplexage (3). Nous pouvons déduire que la réception se fait correctement avec un retard représenté à la Figure 161. Le premier signal émis et réceptionné après le passage à l'état haut du port B_6, montre un signal série sans l'ajout de B_6. Ceci s'explique par une fin de trame

série apparaissant après le passage à l'état haut de B_6. Ce retard étant fixe, il est possible de l'intégrer dans la routine de commande en attendant la lecture de la trame suivante. Cette information mériterait d'être développée en réalisant des mesures du signal démultiplexé. Ceci fait partie des perspectives.

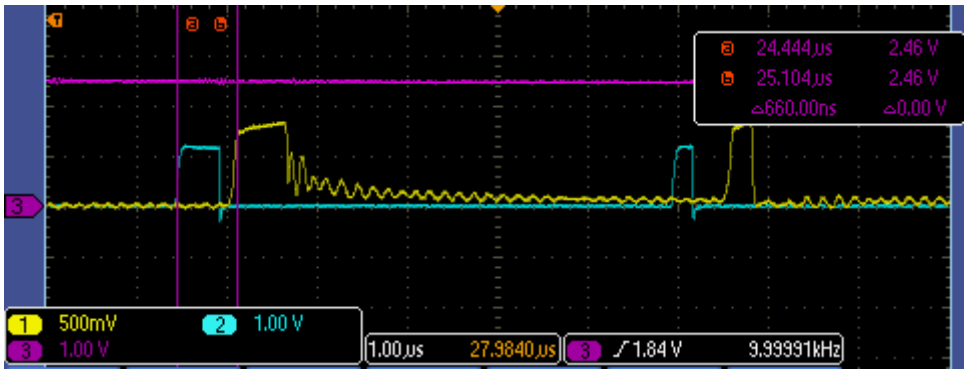


Figure 161: Zoom du signal réceptionné à 10 kHz

Nous pouvons observer sur la Figure 161 un retard de 660 ns. Nous pouvons également voir que le signal réceptionné met du temps pour se stabiliser à 0 V, il suffit donc de mettre un détecteur de niveau de tension compris entre 500 mV et 750 mV. Nous supposons que cette instabilité est due à une saturation du signal émis. Le signal attendu étant un signal vidéo, celui-ci doit être compris entre 0,3 V et 0,7 V.

L'étude de la transmission du signal série montre que celui-ci est faisable et qu'il présente un retard acceptable et améliorable par une adaptation adéquate.

2. Comportement de la réception avec écran perturbateur

Les antennes pour la transmission RF seront positionnées en dehors du compartiment de puissance et du bloc d'alimentation et de commande des drivers.

Il faut donc étudier le phénomène de réflexion pour éviter les répétions de signaux dans la trames d'information réceptionnée.

Le plan réflecteur permet de diriger et d'étaler le rayonnement, ce qui est intéressant pour une antenne émettrice (cf. Figure 162).

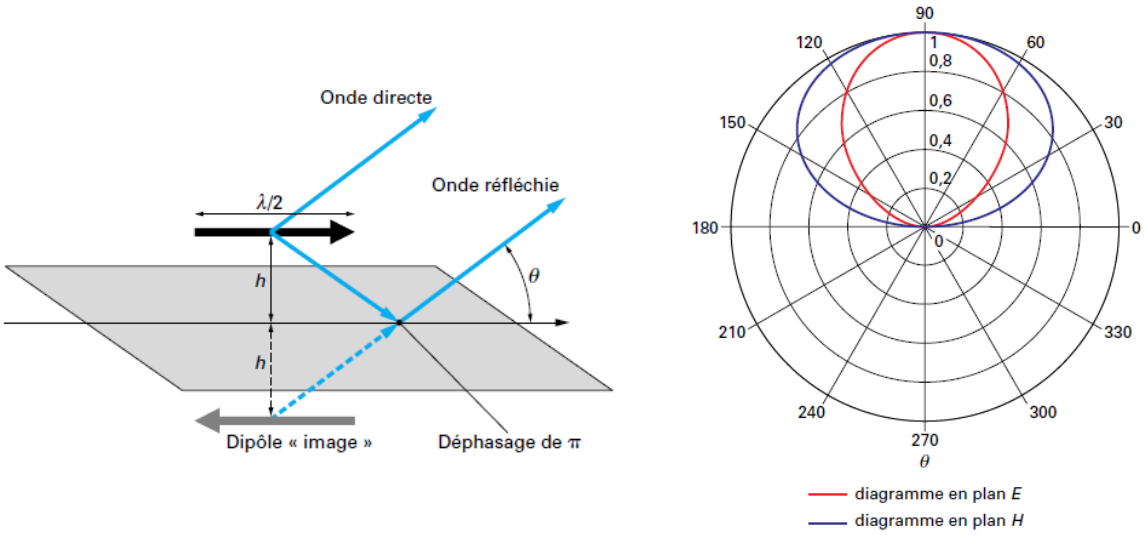


Figure 162: Monopole au dessus d'un plan réflecteur

Toutefois pour une antenne réceptrice, ceci engendre des réflexions du signal. Nous avons donc effectué un essai en plaçant le plan réflecteur en cuivre derrière l'antenne réceptrice tel que nous pouvons le voir à la Figure 163.



Figure 163: Antenne réceptrice proche d'un plan réflecteur

Nous avons imposé une distance « d » de 6 cm entre l'antenne et le plan réflecteur. Cette distance correspond à la moitié de la longueur d'onde afin d'observer la perturbation maximale possible.

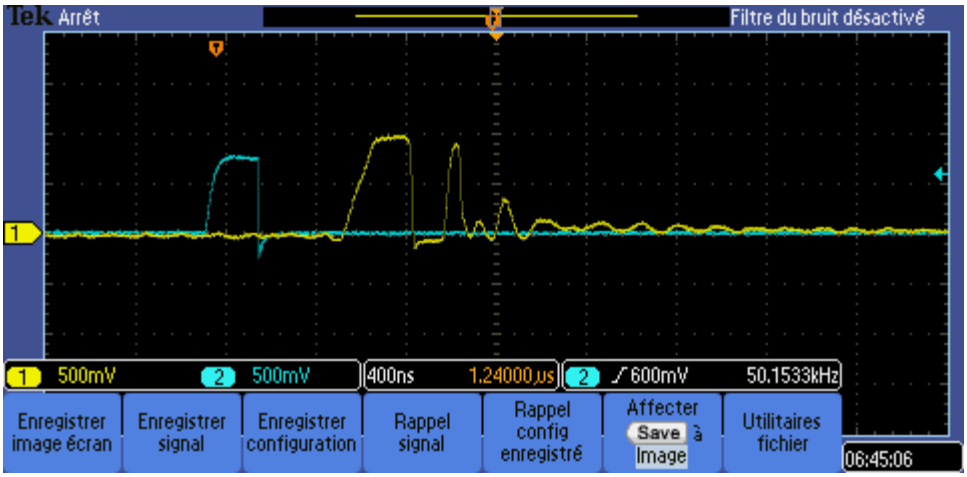


Figure 164: Signal émis et réceptionné avec écran à 6 cm

Nous pouvons observer que le signal réceptionné est répété avant la fin de la trame et peut apparaitre comme un bit mis à l'état haut. La position de l'antenne est donc cruciale pour cette application. Il faut éviter tout plan réfléchissant à une distance inférieure ou égale aux multiples de la demi-longueur d'onde.

V. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons vu que la transmission RF pour la commande de driver est possible dans les conditions exigées par l'application multi-niveaux dans le domaine du ferroviaire (c'est-à-dire, transmission de 20 bits parallèle à une fréquence supérieure ou égale à 10 kHz). En multiplexant l'information pour la transmettre en format série, nous observons un retard acceptable vis-à-vis de la fréquence de commutation des MOSFET SiC (10 kHz).
Le choix du système de transmission étant validé, nous avons proposé un dispositif complet comprenant les différentes alimentations. Celles-ci permettent à la fois le fonctionnement des différentes cartes électronique mais également de fixer les niveaux de tension tel qu'ils sont imposés (sortie du DSpace à 0/5 V et entrée FPGA à 0/5 V).

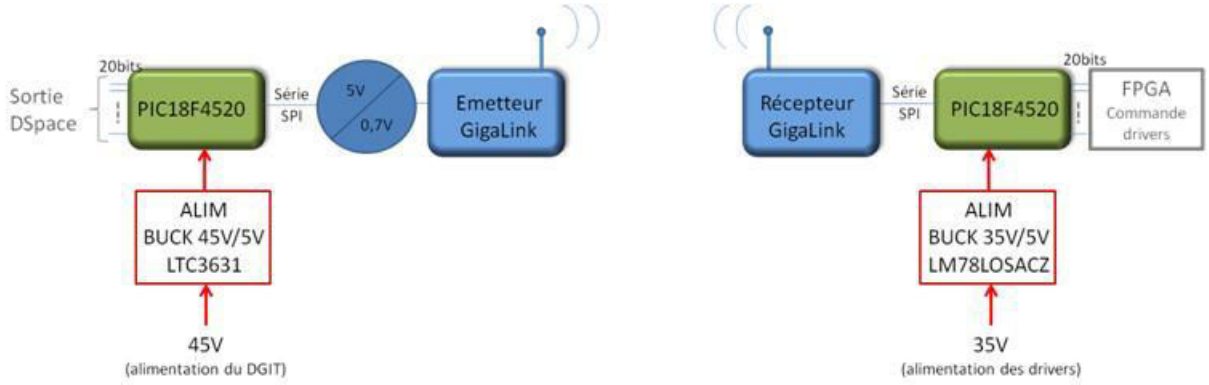


Figure 165: Système de transmission complet proposé

Tel que nous pouvons le voir à la Figure 165, le système proposé utilise des alimentations déjà existantes et se trouvant au plus près de ce dispositif.

A long terme ce dispositif pourra être amélioré à l'aide d'un protocole ou d'un positionnement permettant une sécurité vis-à-vis des fréquences perturbatrices présentes dans l'environnement du train.

Conclusion générale et perspectives

La réalisation de cette thèse a permis de développer un système à double isolation galvanique (DGIT) pour l'alimentation de drivers de MOSFET SiC HT intégré dans un convertisseur multi-niveaux. Le domaine d'application (remplacement du transformateur THT/HT des locomotives actuelles) est très contraignant du point de vue de la tenue diélectrique. Un dimensionnement minutieux a donc été réalisé.

Tout d'abord une étude architecturale pour un dispositif isolant à une entrée / huit sorties et une double isolation galvanique (10 kV et 60 kV) a été réalisée. Nous avons déduit que la meilleure architecture est l'utilisation de transformateurs à noyau torique : un transformateur en entrée pour l'isolation de 60 kV et 8 transformateurs, toujours à noyau torique, en sortie pour l'isolation de 10 kV (le nombre de sorties correspondant au nombre de drivers à alimenter sur un convertisseur). Ces transformateurs sont reliés par un fil pilote avec une disposition en parallèle, c'est-à-dire que le secondaire du transformateur d'entrée est relié aux 8 primaires des transformateurs de sortie avec une mise en parallèle de ces 8 primaires.
Nous avons ensuite développé un programme de calcul afin de définir les paramètres dimensionnant optimaux. Nous nous sommes heurtés à des contraintes contradictoires, par exemple les deux paramètres les plus importants : le rendement et le volume.

En ce qui concerne le volume, la tenue diélectrique est un point important pour fixer la distance entre le primaire et le secondaire de chaque transformateur. L'isolation HT et THT imposent le surdimensionnement des transformateurs. Pour limiter cet effet, nous les avons imprégnés avec de la résine époxy. Les transformateurs imprégnés ont été réalisés et testés au sein du laboratoire d'ALSTOM. A ce jour les tests ont été validés pour les deux niveaux de tension imposés.
Toutefois le volume des transformateurs peut être optimisé. En effet la distance de tenue diélectrique est non seulement imposée entre primaire et secondaire mais également autour de tous les conducteurs (cf. schéma ci-dessous).

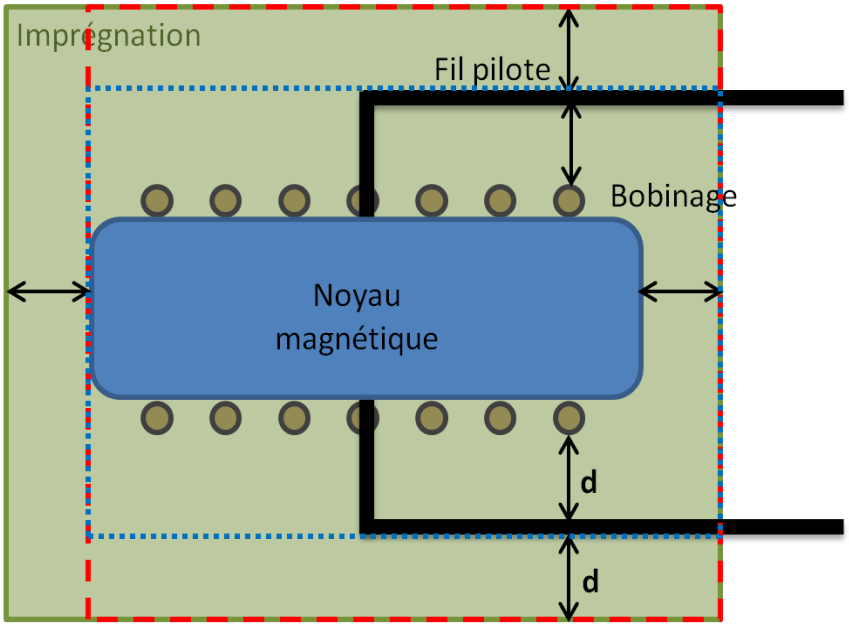


Figure 166: Proposition d'optimisation de l'imprégnation des transformateurs

Nous pourrions réduire le volume et le poids des transformateurs imprégnés en réduisant l'imprégnation des deux façons suivantes :

- Une réduction partielle (contour en rouge sur le schéma) permettant l'isolation galvanique et agissant sur la répartition des potentiels (cf. chapitre I).
- Une réduction complète (contour en bleu sur le schéma) permettant l'isolation galvanique uniquement. Dans ce cas le poids et le volume sont réduits au maximum. Il faudra toutefois imposer une distance permettant une bonne distribution des capacités telles qu'il a été mis en évidence dans le chapitre I.

Grâce aux différents paramètres dimensionnant le DGIT a été étudié (modélisation, étude temporelle et fréquentielle) puis réalisé (comparaison entre mesure et simulation du DGIT12, c'est-à-dire pour un niveau du convertisseur multi-niveaux). Les résultats obtenus ont montré que la modélisation du DGIT est fiable pour un DGIT12 et qu'elle peut donc être généralisée aux N étages du convertisseur (11 niveaux pour notre application).

Pour que le rendement soit le meilleur possible, le courant magnétisant doit être le plus faible possible afin de réduire la puissance réactive et le courant total absorbé.
Pour la limiter, nous avons choisi d'alimenter le DGIT avec une alimentation à résonance. L'étude du DGIT a révélé un caractère inductif que nous avons utilisé pour la résonance de l'alimentation. Ce dispositif complet pour un DGIT12 a un bilan de puissance de 84,5 % pour

la puissance maximale à fournir (52 W). Les pertes dans le fil pilote dégradent le plus le bilan de puissance. En effet, le calcul optimal a mis en évidence un diamètre du fil adapté au courant y circulant afin de réduire le poids et le volume. En augmentant le diamètre du fil pilote nous pouvons réduire ces pertes. Pour améliorer le bilan de puissance il faudra donc faire un nouveau compromis entre les pertes et le poids.

A l'aide des simulations et des mesures de mode commun réalisées au chapitre 3, nous avons défini la réponse transitoire à une perturbation induite par un fort dV/dt (25 kV/µs pour les tests réalisés). Ce fort dV/dt représente la tension pouvant être subie pas les drivers de MOSFET SiC (la technologie SiC rendant les commutations plus rapides). Il a été révélé que l'amplitude du courant de mode commun à l'entrée de l'alimentation des DGIT, dépasse la limite imposée par les normes EN 55011 (CISPR11) et EN55022 (CISPR22) pour des appareils de classe A. Il est donc impératif de dimensionner un filtre adapté pour le prototype final.

Dans ce manuscrit nous avons réalisé une étude de faisabilité intégrant le choix du matériel véhiculant l'information de commande souhaité (20 bits en parallèle à une fréquence supérieure ou égale à 10 kHz soit un minimum de 200 kbit/s). Nous avons trouvé deux dispositifs répondant à ces contraintes : un dispositif ayant un protocole de transmission simplifié (GigaLink) et un dispositif ayant un protocole intégrant une sécurité de transmission et réception (HopeRF). Malgré le manque de sécurité dû à la transmission analogique, la première solution (GigaLink) est la plus appropriée à notre besoin car l'autre ne répond pas à la vitesse de transmission. Nous avons alors réalisé une étude sommaire, avec une transmission d'information de 20 bits en série à une fréquence de 200 kHz. Nous avons pu voir que celle-ci est faisable.
L'amélioration que nous pouvons proposer pour ce système de commande par radio-fréquence concerne les deux dispositifs étudiés :

- Pour le système GigaLink, une étude de l'environnement est nécessaire afin de disposer les antennes de manière à ne pas être perturbé par des signaux extérieurs.
- Pour le système HopeRF, une annonce a été faite d'une prochaine évolution de technologie permettant un débit supérieur à 2 Mbps tel que le MRF24WG0MA/MB de Microchip (avec un débit pouvant aller jusqu'à 11 Mbps).

L'alimentation des driver de MOSFET SiC HT développée au cours de ma thèse a été réalisée et associé au convertisseur multi-niveaux développé par le laboratoire Laplace dans le cadre du projet ANR CONCIGI HT. D'après l'étude réalisée, la commande par radio-fréquence parait être totalement adéquate aux besoins de réduction de poids/volume et aux informations à transmettre, spécifique au fonctionnement multi-niveaux. Elle sera donc à court terme, développé et intégrée dans le système final tel qu'elle a été présentée dans le chapitre 4. Ces travaux ayant donné des résultats satisfaisants, il serait maintenant intéressant d'associer les différentes parties développées au cours de ce projet et de les intégrer dans une chaine de traction pour un test sur un parcours type.

Pour finir, nous avons eu la satisfaction de voir ce projet sélectionné parmi ceux ayant reçu un financement de l'état entre 2008 et 2013. Il a reçu le prix du carrefour du prédit 2013 !

Bibliographie

[AHOLA] J. Ahola, A. Kosonen, J. Toukonen, T. Lindh, « A New Approach to Data Transmission between an Electric Motor and an Inverter », Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 2006. SPEEDAM 2006. International Symposium

[AL AGHA] K. Al Agha, « Réseaux de capteurs d'évolution », Techniques de l'ingénieur, Référence H8500, 10 oct. 2010.

[ARANEO] R. Araneo , S. Celozzi, G. Lovat, « Design of Impedance Matching Couplers for Power Line Communications », Electromagnetic Compatibility, 2009. EMC 2009. IEEE International Symposium, Page(s): 64 – 69.

[BACHA] S. Bacha, S. Chniba, A. Hassan, M. Brunello, J-P. Ferrieux, « Modélisation grands signaux de convertisseurs à résonnance série », Journal de Physique III 2, 5 (1992), p 821-839

[BAKRAN] M. Bakran, H.-G. Eckel, P. Eckert, H. Gambach, U. Wenkemann, « Comparison of Multi-System Traction Converters for High-Power Locomotives », 35fh Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2004.

[BERNING] DW. Berning, TH. Duong, MJ. Otiz-Rodrigues, A Riviera-Lopez, AR. Hefner, « High-Voltage Isolated Gate Drive Circuit for 10kV, 100 A SiC MOSFET/JBS Power Modules », IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 2008. IAS '08.

[BREHAUT-05] S. Bréhaut, F. Costa « La transmission de l'énergie et de l'information sans contact pour les drivers d'IGBTs à très haute tension, état de l'art », SATIE, 2005.

[BREHAUT-06] S. Brehaut_ « Transmission des ordres de commande des IGBTs sur la bande 2.4 GHz », rapport de stage 2006.

[BREHAUT-06-1] S. Bréhaut, F. Costa, « Gate driving of high power IGBT by wireless transmission », IPEMC 2006, International Power Electronics and Motion Control Conference, 13-16 august 2006, China.

[BREHAUT-06-2] S. Bréhaut, F. Costa, « Gate driving of high power IGBT through a Double Galvanic Insulation Transformer », congrès IEEE IECON, sept. 2006, Paris.

[CARPITA] M. Carpita, M. Pellerin, J. Herminjard, « Medium frequency transformer for traction applications making use of multilevel converter: small scale prototype test results »,IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 23-26 May 2006, pages 1095 – 1100.

[CASARIN] J. CASARIN, « Caractérisation et mise en oeuvre de composants SiC Haute Tension pour l'application transformateur moyenne fréquence en traction ferroviaire », Rapport de thèse du laboratoire LAPLACE-UMR5213, 30 Novembre 2012.

[CERAFIL].Document technique « Murata » pour les filtre céramique de la gamme « CERAFIL », *http://www.murata.com/products/catalog/pdf/p11e.pdf*

[CHAPAS-04-1] P. CHAPAS, « Traction électrique ferroviaire - Perspectives d'évolution », Techniques de l'ingénieur, Référence D5503, 10 févr. 2004.

[CHAPAS-04-2] P. CHAPAS, Marc DEBRUYNE, « Composants de l'électrotechnique en traction ferroviaire », Techniques de l'ingénieur, Référence D5530, 10 nov. 2004.

[CPLFR].CPL France, www.cpl-france.org

[DEBRU-10] M. DEBRUYNE, « Apport de l'électronique de puissance pour la traction électrique », Techniques de l'ingénieur, Référence D3278, 10 août 2010.

[DISCOURT-08] H. Discours, F. Costa « Systeme de commande pour convertisseur IGBT de forte puissance avec transmission numérique sans fil », Rapport de master IST/SPEE, 2008.

[FAN] H. Fan, H. Li, « High-Frequency Transformer Isolated Bidirectional DC–DC Converter Modules With High Efficiency Over Wide Load Range for 20 kVA Solid-State Transformer », IEEE transactions on power electronics, vol. 26, NO. 12, Decembre 2011, pages 3599 - 3608.

[FERRIEUX] JP. Ferrieux, J. Perard, E. Olivier, « Etude des convertisseurs statiques continu-continu à résonance, modélisation dynamique », Revue de Physique. Appliquée, T 20, n°5 (1985), p 255-268.

[FERRIEUX-99] J.P.Ferrieux, F.Forest, "Alimentation à découpage, Convertisseurs à résonances", éditions Dunod, 3ième édition, 1999.

[Ferroxcube] http://www.ferroxcube.com/

[FOCH] H. Foch, R. Arches, Y. Chéron, B. Escaut, P. Marty, M. Metz « Alimentations à decoupage, le transformateur dans les alimentations à découpage », Techniques de l'Ingénieur, Référence D 3164, juin 1991.

[FOCH-98] H. Foch, F. Forest, T Meynard, « Onduleurs de tension, structure, principes, applications », Techniques de l'ingénieur, D3176, Date de publication : 10 nov. 1998.

[FOCH-11] H. FOCH, H. PIQUET, P. LADOUX, « Association de cellules de commutation - Éléments de synthèse des convertisseurs statiques», Techniques de l'ingénieur, Référence D3168, 10 mai 2011.

[FOREST-98] F. Forest, T Meynard, H. Foch, « Onduleurs de tension, Structures. Principes. Applications», Techniques de l'ingénieur, D3176, Date de publication : 10 nov. 1998.

[FOREST-00] F. Forest, T Meynard, H. Foch, « Onduleurs de tension, mise en œuvre », Techniques de l'ingénieur, D3177, Date de publication : 10 août 2000.

[FUJITA], H. Fujita, M. Ishigaki, « A Resonant Gate-Drive Circuit with Optically-Isolated Control Signal and Power Supply for Fast-Switching and High-Voltage Power Semiconductor Devices » The 2010 International Power Electronics Conference, Sapporo, Japon.

[GALAI] L. Galaï [1], F. Costa [1,2], B. Revol « Isolation galvanique très haute tension pour l'alimentation d'allumeur de convertisseur multi niveaux », EPF 2012

[GALAI-11] L. Galaï, F. Costa, B. Revol, « High insulation Power supply for high-power IGBT gate drivers in a multilevel converter », PCIM Europe, Nuremberg, 17-19 mai 2011.

[GUERIN] I. Guérin Lassous, « Quelles performances pour les réseaux WiFi ? œuvre », Techniques de l'ingénieur, TE7381, 10 mai 2005.

[HERZER] R. Herzer, « Integrated gate driver circuit solutions », CIPS 2010, March, 16 – 18, 2010, Nuremberg/Germany.

[HOPERF]. http://www.hoperf.com/.

[ITURRIZ-98] F. Iturriz, P. Ladoux, « Soft switching DC-DC converter forhigh power applications », 21st International Conference on Power Electronics Automation, Motion, Drives & Control Power Quality – Nuremberg (Germany), 26-28 May 1998.

[ITURRIZ-00] F. Iturriz,.P. Ladoux, « Phase Controlled Multilevel Converters Based On Dual Structure Association », IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 15, n°1, January 2000, pp. 92-102.

[JIAND] Jiande Wu, Chushan Li, Xiangning He, « A novel power line communication technique based on power electronics circuits topology », Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE, Page(s): 681 – 685.

[JUFER] M. Jufer, « Circuits magnétiques-Principes », Techniques de l'ingénieur, Référence D1050, 10 août 2010.

[KARPIS] O. KARPIS, « Sensor for Vehicles Classification », Federated Conference on Computer Science and Information Systems (FedCSIS), pp. 785–789, 9-12 Sept. Wrocław, Poland.

[KERADEC-09] JP Kéradec, « Transformateurs HF a` n enroulements, Identification expérimentale », Techniques de l'ingénieur, Référence D3059, 10 févr. 2009.

[KERADEC-08] JP Kéradec, « Transformateurs HF à enroulements - Schémas à constantes localisées », Techniques de l'ingénieur, Référence D3058, 10 févr. 2008.

[KONAT] C. Konaté, A. Kosonen, J. Ahola, M. Machmoum, J. F. Diouris, « Power Line Channel Modelling for Industrial Application », Power Line Communications and Its Applications, 2008. ISPLC 2008. IEEE International Symposium, Page(s): 76 – 81.

[KOSSIAVAS] G. KOSSIAVAS, A. PAPIERNIK, R. STARAJ, C. LUXEY, « Antennes imprimées - Bases et principes », Référence E 3310, 10 mai 2007.

[KOSON-08] A. Kosonen, M. Jokinen, V. Särkimäki, J. Ahola, M. Niemelä, « Motor Feedback Speed Control by Utilizing the Motor Feeder Cable as a Communication Channel », SPEEDAM, pp: 131–136, 23-26May 2008.

[KOSON-10]A. Kosonen, J. Ahola, « Comparison of signal coupling methods for power line communication between a motor and an inverter », IET Electric Power Applications 2010, Vol. 4, Iss. 6, pp. 431–440.

[LADOUX] P. Ladoux, M. Mermet, J. Casarin, J.Fabre, « Outlook for SiC devices in traction converters », ESARS (Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion), Italy, 16/18 Octobre 2012, p 1 - 6

[LAGRANGE] X. Lagrange, L. Rouillé, « Technologie Bluetooth urbains », Techniques de l'ingénieur, TE7410, 10 mai 2007.

[LAGRANGE-12] X. LAGRANGE, « Principe de la transmission OFDM - Utilisation dans les systèmes cellulaires », Techniques de l'ingénieur, Référence TE 7372, 10 mai 2012.

[LAUR] JP. Laur, « Etude et conception d'un bras de pont pour convertisseur continu-continu à résonance à très haute fréquence », Rapport de thèse INP Toulouse, 27 septembre 1991

[LEDUC] J. Leduc, W. Seiler, « Alimentation des véhicules ferroviaires urbains », Techniques de l'ingénieur, D5548, 10 mai 2011.

[LEBOURGEOIS] R. Lebourgeois, « Ferrite faible pertes pour applications fréquentielles », Techniques de l'Ingénieur, Référence E1760, 10 févr. 2000.

[LEE] J.S. LEE, Y.W. SU, C.C. SHEN, « A Comparative Study of Wireless Protocols:Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi », The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), Nov. 5-8, 2007, Taipei, Taiwan.

[LEFEBVRE-02] S. Lefebvre, B. Multon, « Commande des semi-conducteurs de puissance : principes », Techniques de l'ingénieur D3231, date de publication : 10 nov. 2002.

[LEFEBVRE-03] S. Lefebvre, B. Multon, « MOSFET et IGBT : circuits de commande », Techniques de l'ingénieur D3233, 10 août 2003.

[LEREDDE] A. Leredde, « Evaluation des pertes dans les convertisseurs multi niveaux » JCGE 2008 Lyon

[LGM] Le Guipage Moderne, Fil de litz, http://www.leguipagemoderne.fr/

[LU] LP Lu, « Performances and Quality of Service of PLC Networks for MV and LV distribution systems », Thèse, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006

[MAJUM] A. Majumder, J. Caffery Jr, « Power lines communications: an overview », IEEE Potentials, vol. 23, Page(s): 4 – 8, Oct./Nov. 2004.

[Magnetics] Magnetics, Ferrite material, http://www.mag-inc.com/

[MANNAH] M.A. Mannah, N. Ginot, C. Batard, M. Machmoum, « Data Transfer through the Motor Feeder Cable in an Industrial Application », Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE, Page(s): 1667 - 1672

[MANNAH-11] M.A. Mannah, N. Ginot, C. Batard, M. Machmoum, « A PLC Base method for data transmission over a pulsewidth-Modulated Network », IEEE Transaction on power delivery, Octobre 2011., Vol 26, N°4, Page(s): 2259 – 2266.

[MARTIN-08] J. Martin, P. Ladoux, B. Chauchat, J. Casarin, S Nicolau, « Medium Frequency Transformer for Railway Traction : Soft Switching Converter with High Voltage Semi- Conductors », IEEE International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 11-13 June 2008.

[MARTIN-09] Martin, J.; Ladoux, P.; Chauchat, B.: Characterisation of IGBTs in Soft Commutation Mode for Medium Frequency Transformer Application in Railway Traction », PCIM'09 – Nuremberg (Germany), 12-14 May 2009.

[MICEK] J. MISEK, J. KAPITULIK, « Sensor Node for Protected Area Monitoring », Federated Conference on Computer Science and Information Systems (FedCSIS), pp. 803–807, Wrocław, Poland.

[MIZAREE] H. Mirzaee, D.Ankan, A.Tripathi, S.Bhattacharya, « Design comparison of high power medium-voltage converters based on 6.5kV Si-IGBT/Si-PiN diode, 6.5kV Si-IGBT/SiC-JBS diode, and 10kV SiC MOSFET/SiC-JBS diode », IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 17-22 Sept. 2011.

[MITTON] N. MITTON, « Réseaux de capteurs sans fil- De nouveaux défis », Techniques de l'ingénieur, Référence S 7510, 10 sept 2012.

[MULLER] G. Muller, « Traction électrique ferroviaire : le tram-train », Techniques de l'ingénieur, Référence D5552, Date de publication : 10 févr. 2008.

[MULTON-02] B. MULTON, S. LEFEBVRE, « Commande des semi-conducteurs de puissance : contextes », Techniques de l'ingénieur, Référence D3230, 10 août 2002.

[MULTON-03] B. MULTON, S. LEFEBVRE, « MOSFET et IGBT : circuits de commande », Techniques de l'ingénieur, Référence D3233, 10 août 2003.

[NAGEL] M. Nagel, C. Herold, T. Wenzel, T. Leibfried, « Combined high frequency and high voltage insulation system investigation », Conference Record of the 2006 IEEE International Symposium on Electrical Insulation, 11-14 June 2006, page: 440 -443.

[NANOPHY] Document constructeur de l'entreprise ARCELOR MITTAL « Data sheet Nanocristalline cores Nanophy ».

[O'NEILL] M. O'Neill, Techniques de l'ingénieur, SiC Devices in Solar Applications », Présentation CREE, Juin 2010.

[ORTIZ] G. Ortiz, J. Biela, D. Bortis and J. W. Kolar, « 1 Megawatt, 20 kHz, Isolated, Bidirectional 12kV to 1.2kV DC-DC Converter for Renewable Energy Applications », IEEE Power Electronics Conference (IPEC), 2010 International, 21-24 juin 2010, pages 3212-3219.

[PERRON] JC Perron, « Matériaux ferromagnétiques amorphes et nanocristallins », Techniques de l'ingénieur, traité Génie électrique, Référence D2150, 10 nov. 1997.

[PEZ] M. PEZ, « Comparaison des liaisons optiques et électriques», Techniques de l'ingénieur, Référence E3680, 10 août 2003.

[PIQUET] H. Piquet, M. Metz, T. Meynard, M. METZ, F. Richardeau, H. Foch, « De la gestion des contraintes de commutation à la commutation douce », Techniques de l'ingénieur, D3077, Date de publication : 10 mai 2008.

[POULICHET] P. Poulichet, F Costa, E Laboure, « High-Frequency Modeling of a Current Transformer by Finite-Element Simulation », IEEE Transactions on Magnetics, Volume: 39 , Issue: 2 , Part: 2, 2003, Page(s): 998 - 1007.

[POWEREX] http://www.docstoc.com/docs/873236/HPE-Phase-industry-day-hefner.

[RYAN] Ryan C. Edwards and Michael G. Giesselmann, « Characterization of a high power nanocrystalline transformer », Pulsed Power Conference 16th IEEE International, 2007, Vol2, p 1509 – 1512.

[ROGER 98] G. ROGER, « Antennes - Bases et principes », Techniques de l'ingénieur, Référence E 3280, 10 nov 1998.

[ROGER 99] G. ROGER, « Antennes – Différents types », Techniques de l'ingénieur, Référence E 3282, 10 mai 1999.

[STEINER] R Steiner, P.K Steimer, F Krismer, J.W.Kolar, « Contactless energy transmission for an isolated 100W gate driver supply of a medium voltage converter », IEEE 35th Annual Conference on Industrial Electronics, 2009. IECON '09.

[SABATE] V. SABATÉ, « Traction électrique ferroviaire - Convertisseurs et moteurs », Techniques de l'ingénieur, Référence D5502, 10 mai 1998.

[SAGGI-06] S. Saggini, W. Stefanutti, P. Mattavelli, G. Garcea, M. Ghioni, « Power line communication in dc-dc converters using switching frequency modulation », Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE

[SAGGI-08]S. Saggini, W. Stefanutti, P. Mattavelli, G. Garcea, M. Ghioni, « Power Line Communication in Digitally Controlled DC–DC Converters Using Switching Frequency Modulation », Industrial Electronics, IEEE Transactions, April 2008

[SARI] H. SARI, « Transmission des signaux numériques », Techniques de l'ingénieur, Référence E 7100, 10 juin 1995.

[SARRAUTE] E. Sarraute, D. Vasic, F. Costa, « Transformateurs statiques piézoélectriques », Techniques de l'ingénieur, D3015, Date de publication : 10 févr. 2005.

[SHENG] H. Sheng, Z. Chen, F. Wang, A. Millner, « Investigation of 1.2 kV SiC MOSFET for High Frequency High Power Applications », Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2010, Page(s): 1572 – 1577.

[SIGMA] Sigma designs, http://www.sigmadesigns.com/

[STG] http://www.stg.com/wireless/ZigBee_comp.html, Software technologies group

[SUREK] T.P. Surekha, T. Ananthapadmanabha, C. Puttamadappa, « Analysis of effect of Power line Channel Characteristic Parameters in Broadband Power Line Communication (BPLC) systems », Power Systems Conference and Exposition, 2009. PSCE '09. IEEE/PES, Page(s): 1 - 6

[TANG] S.C. Tang, S.Y Hui, Henry Shu-Hung Chung, « Coreless planar printed-circuit-board (PCB) transformers-a fundamental concept for signal and energy transfer », IEEE Transactions on Power Electronics, Sep 2000, vol. 15, issue 5, pages: 931 – 941.

[TANG-01] S.C. Tang, S.Y. Ron Hui, H. Shu-Hung Chung, « A Low-Profile Power Converter Using Printed-Circuit Board (PCB) Power Transformer with Ferrite Polymer Composite », IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 16 , NO: 4, Juillet 2001, Page(s): 493 - 498.

[TI-AN043]. http://www.ti.com/lit/an/swra117d/swra117d.pdf

[TOURNIER-07-1] D. Tournier, « Composants de puissance en SiC : Technologie », Techniques de l'ingénieur, D 3120, 10 Février 2007.

[TOURNIER-07-2] D. Tournier, « Composants de puissance en SiC : Applications », Techniques de l'ingénieur, D 3122, 10 Novembre 2007.

[TRAN] AT. Tran, « Modélisation de la propagation des signaux HF dans le réseau d'énergie électrique », Thèse, Ecole Centrale de Lyon, 2006

[VAN D] A. Van Den Bossche, T. Val, E. Campo « Technologie sans fil 802.15.4 - Son héritage protocolaire et ses applications », Techniques de l'ingénieur, TE7509, 10 novembre. 2011.

[VASIC] D. VASIC, F. COSTA, « Applications des éléments piézoélectriques en électronique de puissance », Techniques de l'ingénieur, Référence D3235, 10 mai 2011.

[VASIC-03] D. Vasic, F. Costa, E. Sarraute, « A New Method to Design Piezoelectric Transformer used in MOSFET & IGBT Gate Drive Circuits », IEEE PESC 2003, Accapulco Mexique.

[VASIC-06] D. Vasic, F. Costa, E. Sarraute, « Piezoelectric Transformer for Integrated MOSFET and IGBT Gate Driver », IEEE transactions on power electronics, vol. 21, no. 1, January 2006, pages. 56-65.

[VASIC-11] D. Vasic, F. Costa, « Applications des éléments piézoélectriques en électronique de puissance », Techniques de l'ingénieur, D3235, Date de publication : 10 mai 2011.

[VASIC-B] D. Vasic, F. Costa, E. Sarraute Titulaire : CNRS-SATIE
Titre : méthode de dimensionnement des transformateurs piézoélectriques.
Brevet international n°: WO 2004/102 687 A1.

[VDB] A. VAN DEN BOSSCHE, T. VAL, E. CAMPO « Technologie sans fil 802.15.4 Son héritage protocolaire et ses applications », Techniques de l'ingénieur, Référence TE 7509, 10 nov 2011.

Résumé

Ce projet fait l'objet d'une collaboration entre l'équipe EPI du laboratoire SATIE de l'ENS Cachan, le laboratoire LAPLACE et ALSTOM Transport dans le cadre du projet ANR « CONCIGI HT ». Les recherches dans le domaine du ferroviaire visent à réduire toujours plus la taille et le poids de la chaine de traction. Aujourd'hui, la volonté de poursuivre la réduction des temps de parcours est complétée par le souhait de diminuer la puissance consommée, ceci ayant des conséquences importantes sur la conception des chaines de traction. L'objectif de ce projet est de remplacer certaines parties de la chaine de puissance d'une locomotive par des systèmes permettant de diminuer de 30% leur encombrement, donc de diminuer jusqu'à 8,5 % l'énergie électrique consommée et augmenter le nombre de passagers transportés.

Le travail présenté dans cette thèse porte sur le dimensionnement et l'étude de l'alimentation des allumeurs de semi-conducteurs SiC HT (pouvant atteindre un transitoire de 10 kV). La particularité de ces semi-conducteurs est leur application : ils constituent des convertisseurs multi-niveaux dont la fonction est de remplacer les transformateurs 25 kV/3 kV-50 Hz actuellement utilisés pour la traction ferroviaire. La principale contrainte porte donc sur la tenue diélectrique qui atteint un maximum de 60 kV liée aux transitoires présents sur la caténaire.
Une alimentation à double isolation galvanique (DGIT-Double Galvanic Insulation Transformer) a donc été développée afin de répondre à la nécessité de double tenue diélectrique (10 kV et 60 kV).

Dans un premier temps une structure permettant la double isolation galvanique a été développée avec l'objectif de réduire au maximum sa taille et son poids. Sa disposition spatiale et sa géométrique ont également été pris en considération (ainsi que de nombreux paramètre à la fois pertinents et contradictoires). Ceci afin d'obtenir le système optimal et une répartition des capacités de mode commun et différentiel respectant la forte tenue diélectrique.
Dans un second temps une étude de l'alimentation adaptée au DGIT a été réalisée et testée. L'association du DGIT qui est un élément très inductif, de la charge qui est un driver à faible puissance et de l'aspect multi-niveau implique un fonctionnement atypique.
Pour chacune de ces parties, une étude structurelle, fréquentielle et électrique a été réalisée afin d'obtenir un dispositif optimal du point de vue du volume, du poids et des pertes, tout en respectant la principale contrainte de la tenue à la THT (Très Haute Tension).
Enfin, dans un troisième temps nous avons étudié la possibilité de remplacer les fibres optiques utilisées de nos jours pour la commande des allumeurs par un système basé sur la transmission par radio fréquence.

Abstract

This project is the result of collaboration between the EPI team of the SATIE laboratory at ENS Cachan, the LAPLACE laboratory and ALSTOM Transport in the ANR "CONCIGI HT" project. Research in the railway traction area aims to reduce the increasing size and weight of the power train. Today, the desire to reduce travel time is complemented by the desire to reduce power consumption; it is an important information for the design of traction chains. The objective of this project is to replace parts of the locomotive power supply systems to reduce their size by 30%, thus to reduce the power consumption and increase by 8.5% the number of passengers.

The work presented in this thesis focuses on the design and study of the drivers power supply for HV SiC semiconductor (up to a 10 kV transient voltage). The peculiarity of these semiconductors is their application: they are placed in multi-level converters in order to replace the 25 kV / 3 kV, 50 Hz transformers currently used for rail traction. The main constraint is the dielectric strength that reaches a maximum of 60 kV due to transient present on the catenary. So, the Double Galvanic Insulation Transformer (DGIT) has been developed to adapt to the need of holding dual dielectric (10 kV and 60 kV).

In a first step, a structure for the dual galvanic insulation has been developed with the objective to minimize its size and weight. Its spatial and geometrical arrangements were also taken into account (as well as many parameters both relevant and contradictory), in order to obtain the optimal system and common and differential mode distributed capacities observing the high dielectric strength.
In a second step a study of the DGIT adapted power supply has been completed and tested. The combination of DGIT inductive behavior, the driver low power and the multi-level aspect, involves an atypical work of this power supply converter.
For each of these parts, a structural, frequencial and electrical study was performed in order to achieve the maximum optimal device in terms of volume, weight and loss, with respect to the main constraint of VHV (Very High Voltage).
Finally, in a third step we studied the possibility of subtituing the optical fibers currently used for the control of lighters with a system based on radio-frequency transmission.

Remerciements

L'ensemble des travaux présentés dans ce mémoire ont été réalisés au laboratoire Systèmes et Applications des Technologies de l'Information et de l'Energie (SATIE) de l'Ecole Normale Supérieure de Cachan. Je tiens à remercier Pascal Larzabal, directeur du laboratoire de m'avoir accueillie dans ce laboratoire.

Je remercie Philippe Ladoux pour m'avoir fait l'honneur de présider le Jury de thèse. Depuis que j'étais encore étudiante en école d'ingénieur (à l'ENSEEIHT) je le considère comme un modèle. Je remercie Yves Lembeye et Nicolas Ginot qui ont accepté de juger mon travail en tant que rapporteurs, de leurs remarques pertinentes et du grand intérêt qu'ils ont manifesté à mon travail. Je remercie Monsieur Bertrand Chauchat qui m'a fait de plaisir de faire parti du jury et pour les discutions constructives que nous avons eu tout au long de mon doctorat.

Je remercie mes encadrants, Bertrand Revol et tout particulièrement François COSTA, qui a assuré la direction de ma thèse, pour son encadrement de grande qualité, sa confiance, sa patience, son soutien dans les différentes démarches que j'ai entreprise et pour sa disponibilité. Auprès de lui, j'ai énormément appris et me suis épanouie dans mon travail de thèse grâce aux nombreuses discutions qui m'ont permise de profiter de sa grande culture scientifique.

Je remercie l'ensemble du personnel du SATIE. Je remercie plus particulièrement Mohamed Gabsi et les membres de son groupe (Lionel Vido, Michel Lécrivain, etc…) pour leur accueil au sein de l'équipe.

Je remercie également tous ceux qui ont rendu ces années de doctorat inoubliables : les doctorants (Nidhal Boucena, Benjamin Gaussens, Hiba Bouker, Julien Boisson, Cyril Chastang, Douha Othmane, Sylvain Parang etc…), ex-doctorants (Sami Hlioui, Javier Ojeda, Olivier De La Barrière, Karim Zehani, Boumeyen Nejar, etc…) et le personnel administratif (Dominique Bach, Sophie Abriet, Béatrice Bacquet, etc…) ; en espérant que je n'ai oublié personne ! Un grand merci à mes collègues qui m'ont fait la surprise de la projection d'un film retraçant les années de mon doctorat, le jour de ma soutenance. Je remercie Slim Hrigua, scénariste et ami cher, Renuka Tayade, réalisatrice et metteuse en scène, et tous les acteurs (Emna Ben Sedrine, etc…).

Je remercie ma famille et ma belle famille. Je remercie tout particulièrement mon frère Mohamed Galaï qui m'a soutenue moralement et qui a su me donner les bons conseils concernant mon parcours scolaire pour réaliser mon projet professionnel.

Je remercie chaleureusement mon mari Benoit Dol qui m'a toujours soutenu tout au long de mon doctorat et qui a sacrifié son travail en prenant un congé parental pour s'occuper de notre enfant né pendant la thèse. Je ne le remercierai jamais assez pour son aide !

Une pensée pour mon père qui nous a quitté il y a plus de 10 ans. Il a toujours cru en moi et m'a toujours encouragée dans mes projets. Je pense qu'il aurait été fier de moi…

EDSP
École Doctorale
Sciences Pratiques
ENSC-2014n°500

ENS
CACHAN

THESE DE DOCTORAT
DE L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN

Présentée par

Madame Lilia GALAI DOL

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'ECOLE NORMALE SUPERIEURE DE CACHAN

Domaine :
Electronique, Electrotechnique et Automatique

Sujet de la thèse :

Alimentation et commande de drivers à très forte isolation galvanique pour des convertisseurs multi-niveaux dédiés à la traction ferroviaire

Soutenance de thèse à Cachan le 14 janvier 2014 devant le jury composé de :

Nicolas GINOT	Maitre de conférence HDR- IETR	Rapporteur
Yves LEMBEYE	Professeur- G2ELAB	Rapporteur
Philippe LADOUX	Professeur- LAPLACE	Examinateur
Bertrand CHAUCHAT	Docteur Ingénieur-ALSTOM	Examinateur
François COSTA	Professeur- Paris XII	Directeur de thèse
Bertrand REVOL	Maitre de conférence- SATIE	Co-encadrant

Nom du Laboratoire SATIE
ENS CACHAN/CNRS/UMR 8029
61, avenue du Président Wilson, 94235 CACHAN CEDEX (France)