



HAL
open science

Optimisation d'une chaîne de traction pour véhicule électrique

Benoît Sarrazin

► **To cite this version:**

Benoît Sarrazin. Optimisation d'une chaîne de traction pour véhicule électrique. Energie électrique. Université de Grenoble, 2012. Français. NNT: . tel-00808946v1

HAL Id: tel-00808946

<https://theses.hal.science/tel-00808946v1>

Submitted on 8 Apr 2013 (v1), last revised 6 Jul 2017 (v2)

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

THÈSE

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE GRENOBLE

Spécialité : **EEATS / Génie Electrique**

Arrêté ministériel : 7 août 2006

Présentée par

Benoît SARRAZIN

Thèse dirigée par **Jean-Paul FERRIEUX** et
co-encadrée par **Nicolas ROUGER**

préparée au sein du **Laboratoire de Génie Electrique de
Grenoble (G2Elab)**
dans l'**École Doctorale Electronique, Electrotechnique,
Automatique et Traitement du Signal**

Optimisation d'une chaîne de traction pour véhicule électrique

Thèse soutenue publiquement le **27 novembre 2012**
devant le jury composé de :

M. François COSTA

Professeur à l'Université Paris XII – Laboratoire SATIE – ENS de Cachan
Président

M. Philippe BARRADE

Senior Scientist à l'Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne,
Rapporteur

M. Alain BERTHON

Professeur à l'Université de Franche-Comté – Laboratoire Femto-ST,
Rapporteur

M. Sébastien FIETTE

Ingénieur au CEA-Grenoble, Laboratoire LITEN, Membre

M. Jean-Paul FERRIEUX

Professeur à l'Université Joseph Fourier – Grenoble, Laboratoire G2Elab,
Membre

M. Nicolas ROUGER

Chargé de Recherche au CNRS – Grenoble, Laboratoire G2Elab,
Membre



Remerciements

Cette thèse n'aurait pas pu être réalisée sans le concours et l'aide de nombreuses personnes, auxquelles je tiens à exprimer mes vifs remerciements :

A Monsieur Jean-Paul Ferrieux, mon directeur de thèse. Si un Dieu de l'électronique de puissance existait, il serait son bras droit.

A Monsieur Nicolas Rouger pour ses qualités d'encadrement et son suivi tout au long de ma thèse. Ses compétences et ses remarques m'ont beaucoup apporté sur le plan professionnel et personnel.

A Monsieur François Costa, président du jury.

A Messieurs Philippe Barrade et Alain Berthon, rapporteurs, qui ont fait apparaître les points forts et les points faibles sur mes travaux de thèses. Ces rapports m'ont beaucoup apporté et m'ont permis d'avoir un regard extérieur sur mon sujet et mes travaux.

A Monsieur Sébastien Fiette pour avoir accepté de faire parti de mon jury et d'avoir dirigé le projet VELECTA.

J'adresse aussi mes profonds remerciements :

A toutes les personnes que j'ai côtoyées au sein du laboratoire G2Elab (permanents et doctorants). Je ne fais pas la liste de peur oublier quelqu'un. Merci à tous !

Pour finir je souhaite bien sûr remercier toute ma famille et tous mes amis car c'est grâce à eux que j'ai réussi à en arriver là. Je me répète mais c'est un grand merci que je fais à ma famille et mes amis. Je tiens aussi à remercier ma copine Céline qui m'a supporté pendant une année longue et douloureuse, cette année étant la troisième année de ma thèse.

Certes, ces remerciements sont synthétiques, je n'ai pas souhaité faire des pages et des pages de remerciements en expliquant tout ce que m'ont apporté les différentes personnes que j'ai côtoyées tout au long de ma thèse. Cependant je souhaite dédier ce dernier paragraphe pour des remerciements inutiles, c'est-à-dire des petits trucs qui ne servent à rien. Donc pour finaliser cette page de remerciements en remerciements futile, je souhaite remercier mon chat Moustique qui est sans arrêt collé à moi quand je travaille à la maison. Je souhaite remercier ma Clio RS de 182cv, qui grâce à ses vitesses excessives m'ont donné le droit à une suspension de permis pour une période de 2 mois et donc de m'impliquer un peu plus dans mon sujet de thèse qui traite les véhicules électriques sans permis.

Je pense que je vais arrêter là pour les remerciements en vous souhaitant une bonne lecture de mon manuscrit de thèse.

Tables

Tables des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	19
CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DU VEHICULE ELECTRIQUE ET CHOIX D'UN CONVERTISSEUR DE PUISSANCE	
1. INTRODUCTION	27
2. DEFINITION DU PROJET ET SUJET DE THESE	28
2.1. BUT DU PROJET ET SUJET DE THESE.....	28
2.2. APERÇU GENERAL DES VEHICULES CONCERNES.....	28
2.3. INNOVATIONS TECHNOLOGIQUES ENVISAGEES	29
2.3.1. Avant-propos	29
2.3.2. Technologie des batteries	29
2.3.3. Technologie du moteur.....	30
3. LES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE	30
3.1. CONVERTISSEURS « CLASSIQUES »	31
3.1.1. Onduleur de tension triphasé.....	31
3.1.2. Commutateur de courant.....	32
3.1.3. Onduleur avec réseau d'impédance	35
3.2. CONVERTISSEURS MULTI NIVEAUX	37
3.2.1. Topologies les plus courantes.....	37
3.2.2. Topologies hybrides.....	38
4. CHOIX DE LA STRUCTURE DE CONVERSION.....	39
4.1. CRITERE DE L'APPLICATION.....	39
4.2. PACK DE BATTERIES DU VEHICULE	40
4.3. CHOIX DU CONVERTISSEUR.....	41
4.4. ONDULEUR EN CASCADE POUR LE VEHICULE ELECTRIQUE.....	41
5. STRATEGIE DE COMMANDE DES ONDULEURS MULTI NIVEAUX	43
5.1. STRATEGIE DE COMMANDES POUR LES ONDULEURS EN CASCADE.....	43
5.1.1. Loi de commande à décalage de niveaux (LS-PWM).....	44
5.1.2. Loi de commande décalage de phases (PS-PWM)	45
5.1.3. Contrainte en courant sur les sources d'alimentations	46
5.2. CONCLUSION SUR LES STRATEGIES DE COMMANDE	47
6. CONCLUSION	48
CHAPITRE II : MODELISATION DES PERTES DANS LES COMPOSANTS ACTIFS DE PUISSANCE	
1. INTRODUCTION	53
2. CALCUL DES PERTES DANS LES ONDULEURS	54
2.1. PERTES ET RENDEMENT	54
2.2. CHOIX DES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE.....	55
3. TENSION D'ALIMENTATION DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE	56
3.1. AVANT PROPOS	56
3.2. RELATION ENTREE/SORTIE D'UN ONDULEUR A DEMI PONT	57
3.3. RELATION ENTREE/SORTIE D'UN ONDULEUR MONOPHASE.....	59
3.4. RELATION ENTREE/SORTIE D'UN ONDULEUR TRIPHASE	59
3.5. RELATION ENTREE/SORTIE DES CONVERTISSEURS EN CASCADE.....	60
3.5.1. Tension d'alimentation pour les convertisseurs en cascade en étoile	60
3.5.2. Tension d'alimentation pour les convertisseurs en cascade en triangle	61
3.5.3. Choix des tensions d'alimentation et tenue en tension des semi-conducteurs.....	61

4.	MODELE DES PERTES	63
4.1.	MODELE DE PERTES DANS LES IGBT	64
4.1.1.	<i>Pertes par conduction</i>	65
4.1.2.	<i>Pertes par commutation</i>	65
4.2.	MODELE DE PERTES DANS LES MOSFET	65
4.2.1.	<i>Pertes par conduction</i>	66
4.2.2.	<i>Pertes par commutation</i>	66
4.3.	MODELE DE PERTES DANS LES COOLMOS	68
4.3.1.	<i>Pertes par conduction</i>	68
4.3.2.	<i>Pertes par commutation</i>	68
4.4.	MODELE DE PERTES DANS LES TRANSISTORS GAN	68
4.4.1.	<i>Pertes par conduction</i>	69
4.4.2.	<i>Pertes par commutation</i>	69
4.5.	MODELE DE PERTES DANS LES DIODES	69
4.5.1.	<i>Pertes par conduction</i>	69
4.5.2.	<i>Pertes par commutation</i>	70
4.6.	PERTES PAR PLATEAU MILLER LORS DE LA FERMETURE	70
4.6.1.	<i>Pertes dans la commande et pertes auxiliaires</i>	71
4.7.	CONCLUSION SUR LES PERTES	71
5.	CALCUL DES PERTES DANS UN ONDULEUR MLI.....	72
5.1.	SIGNAUX DANS LES INTERRUPTEURS DE PUISSANCE	72
5.2.	APPLICATION MATLAB.....	73
5.3.	VALIDATION EXPERIMENTALE.....	74
5.3.1.	<i>Réalisation d'un convertisseur.....</i>	74
5.3.2.	<i>Mesures des rendements de l'onduleur.....</i>	76
6.	MODELES DES MOTEURS	78
7.	CONCLUSION.....	81

CHAPITRE III : BILAN ENERTIQUE DES CONVERTISSEURS ETUDIES

1.	INTRODUCTION	87
2.	DIMENSIONNEMENT DES STRUCTURES.....	88
2.1.	CONCEPTION DES CONVERTISSEURS	88
2.2.	SEMI-CONDUCTEURS	88
2.3.	EVOLUTION DE LA TENUE EN TENSION DES SEMI-CONDUCTEURS	89
2.3.1.	<i>Répartition des batteries pour les convertisseurs en cascade.....</i>	89
2.3.2.	<i>Evolution de la tenue en tension des composants en BT.....</i>	92
2.3.3.	<i>Evolution de la tenue en tension des composants en TBT.....</i>	93
2.4.	CALIBRE EN COURANT DES SEMI-CONDUCTEURS.....	93
2.5.	REFERENCES DES COMPOSANTS RETENUS POUR NOTRE ETUDE.....	95
3.	ETUDE DES RENDEMENTS DES STRUCTURES	96
3.1.	PREAMBULE	96
3.2.	RENDEMENT DES CONVERTISSEURS ETUDIES	98
3.2.1.	<i>Rendement avec des transistors MOSFET pour la TBT.....</i>	98
3.2.2.	<i>Comparaison des transistors GaN pour la TBT.....</i>	99
3.2.3.	<i>Comparaison des rendements pour la BT.....</i>	100
3.2.4.	<i>Rendement pour les convertisseurs en cascade pour la technologie MOSFET.....</i>	102
3.2.5.	<i>Rendement pour les convertisseurs en cascade pour la technologie GaN.....</i>	102
3.3.	CONCLUSION SUR LES RENDEMENTS DES STRUCTURES ETUDIEES.....	103
4.	ETUDES DES BILANS ENERGETIQUES DES STRUCTURES POUR UN CYCLE DE CONDUITE DONNE.....	104
4.1.	CYCLE DE CONDUITE NORMALISE.....	104
4.2.	OUTIL DE CALCUL DES PERFORMANCES DE LA CHAINE DE TRACTION	105
4.3.	PERFORMANCES ENERGETIQUES DE LA CHAINE DE TRACTION	108

4.3.1.	<i>Récapitulatif sur l'étude</i>	108
4.3.2.	<i>Impact sur SOC pour le domaine de la TBT</i>	109
4.3.3.	<i>Impact sur SOC pour le domaine de la BT</i>	110
4.3.4.	<i>Conclusions sur les résultats</i>	111
4.4.	CONCLUSION SUR L'ETUDE ET PERSPECTIVES	113
5.	CONCLUSION	114

CHAPITRE IV : FONCTIONS ANNEXES OFFERTES PAR LES CONVERTISSEURS EN CASCADE

1.	INTRODUCTION	119
2.	REALISATION D'UNE BRANCHE DES CONVERTISSEURS EN CASCADE	120
2.1.	PARTIE PUISSANCE.....	120
2.2.	PARTIE COMMANDE	122
3.	UTILISATION DES CONVERTISSEURS EN CASCADE COMME EQUILIBREUR DE BATTERIES	125
3.1.	LA NECESSITE DES EQUILIBREURS (BMS).....	125
3.2.	LES DIFFERENTS TYPES DE BMS	125
3.2.1.	<i>Les équilibreurs passifs</i>	125
3.2.2.	<i>Les équilibreurs actifs</i>	126
3.3.	PRINCIPE UTILISE POUR EFFECTUER UN EQUILIBRAGE AVEC LES CONVERTISSEURS EN CASCADE	127
3.4.	DEMONSTRATION DE L'EQUILIBRAGE POUR UNE BRANCHE DES CONVERTISSEURS EN CASCADE	129
3.5.	TEST EXPERIMENTAL DE L'ECHANGE D'ENERGIE ENTRE DEUX SOURCES	131
4.	RECHARGE	135
4.1.	PRESENTATION DE LA FONCTION DE RECHARGE	135
4.1.1.	<i>Préambule</i>	135
4.1.2.	<i>Principe utilisé</i>	135
4.2.	RECHARGE AVEC LES CONVERTISSEURS EN CASCADE.....	136
4.2.1.	<i>Adaptations sur les convertisseurs en cascade</i>	136
4.2.2.	<i>Fonctionnement des convertisseurs en cascade en absorption sinusoïdale</i>	137
4.2.3.	<i>Résultats simulation</i>	138
4.3.	CONCLUSION SUR LA RECHARGE DES BATTERIES.....	139
5.	CONCLUSION	141
	CONCLUSION GENERALE	145
	BIBLIOGRAPHIE	149
	ANNEXE A	159
	ANNEXE B	165
	ANNEXE C	167

Tables des illustrations

Figure 1-1 : Accumulateur au plomb de Gaston Planté (1859).....	19
Figure 1-2 : La « Jamais contente », premier véhicule automobile à avoir franchi le cap des 100km/h en 1899.....	20
Figure 1-3 : Evolution du prix du baril de pétrole en dollars de 1987 à 2012 [CRISES]	20
Figure 1-4 : Eléments constituant la chaîne de traction d'un véhicule électrique.....	21
Figure I-1 : Véhicule électrique sans permis produit par AIXAM MEGA (a) Modèle CITY (b) Modèle TRUCK.....	28
Figure I-2 : (a) Convertisseur SEVCON (b) Implantation dans le véhicule	29
Figure I-3 : Moteur Leroy Somer, TBT à gauche BT à droite	30
Figure I-4 : Schéma onduleur de tension	31
Figure I-5 : Tension de sortie entre phase pour un onduleur de tension triphasé.....	32
Figure I-6 : Commutateur de courant triphasé	33
Figure I-7 : Schéma du commutateur de courant réversible n°1	33
Figure I-8 : Schéma du commutateur de courant réversible n°2.....	34
Figure I-9 : Commutateur de courant avec boucle de régulation en courant	34
Figure I-10 : Prototypé commutateur de courant [FY06] [USD08] (a) Vu avant (b) Vu arrière	35
Figure I-11 : Onduleur avec réseau d'impédance	36
Figure I-12 : Prototypé d'onduleur avec réseau d'impédance d'une puissance de 55kW [HAI08].	36
Figure I-13 : Signaux de sortie d'un onduleur multi niveaux (a) 3 (b) 5 (c) 7 Niveaux	37
Figure I-14 : Bras d'onduleur multi niveaux : (a) NPC (b) FC (c) CHB	37
Figure I-15 : Multi niveaux hybride (a) association de topologies différentes (pont en H en et NPC) (b) association de topologies identiques.....	38
Figure I-16 : Orientation pour une structure multi niveaux en fonction de son alimentation	39
Figure I-17 : Réalisation d'un pack de batteries (a) lithium [VARTA] (b) nickel cadmium [C- VELEC].....	40
Figure I-18 : Schéma proposé par [TOL99].....	42
Figure I-19 : Intégration des convertisseurs en cascade dans un pack de batteries.....	42
Figure I-20 : Schéma de l'onduleur cascadié sous le logiciel PSIM.....	44
Figure I-21 : Méthode PD-PWM pour les onduleurs en cascade avec 5 onduleurs par phase.....	45
Figure I-22 : Méthode PS-PWM pour les onduleurs en cascade avec 5 onduleurs par phase	45
Figure I-23 : Courants fournis par les sources de l'onduleur en cascade en fonction de la stratégie de commande (a) PD-PWM (b) PS-PWM	46
Figure II-1 : Application des semi-conducteurs de puissance [NAK08]	55
Figure II-2 : Onduleur de tension assimilé à un générateur de tension monté en triangle	56
Figure II-3 : Convertisseurs en cascade assimilés à un générateur de tension monté en étoile	56
Figure II-4 : Onduleur à demi pont	57
Figure II-5 : Signaux caractéristiques de commande et de sortie d'un onduleur demi pont.....	58
Figure II-6 : Convertisseurs en cascade montés en étoile	60
Figure II-7 : Convertisseurs en cascade montés en triangle.....	61
Figure II-8 : Tension d'alimentation des onduleurs étudiés pour différents niveaux de tension entre phases pour les moteurs TBT et BT ($r = 1$).....	62
Figure II-9 : Catégorie de pertes dans les interrupteurs de puissance	63
Figure II-10 : Courant traversant un interrupteur avec une fréquence de commutation faible pour la visualisation des signaux.....	72
Figure II-11 : Schéma d'un interrupteur (MOSFET)	73
Figure II-12 : Courant traversant l'interrupteur et la Diode (Pour une convention récepteur)	73
Figure II-13 : Onduleur monophasé avec interrupteur MOSFET (a) convertisseur démonté (b) convertisseur monté.....	74
Figure II-14 : Schéma de l'IR21844 (d'après DATASHEET) [IR21844].....	75
Figure II-15 : Visualisation des signaux de sortie du convertisseur.....	75

Figure II-16 : Environnement de mesure de l'onduleur monophasé	76
Figure II-17 : Comparaison des relevés pratiques avec les calculs théoriques pour différentes fréquences de découpage (profondeur de modulation fixé à 0,8 et température de fonctionnement de 25°C).....	76
Figure II-18 : Comparaison des relevés pratiques avec les calculs théoriques pour différentes fréquences de découpage et la prise en compte des pertes supplémentaires liées aux inductances parasites (profondeur de modulation fixé à 0,8 et température de fonctionnement de 25°C).....	77
Figure II-19 : Cartographies des rendements des moteurs (a) TBT (b) BT.....	78
Figure II-20 : Interpolation des données constructeur pour U_{eff} en fonction du couple et de la vitesse pour le moteur BT(a) donnée brute (b) donnée interpolée	79
Figure III-1 : (a) Onduleur SEVCON 72V-350A (b) Hacheur ABB 120V-240A	88
Figure III-2 : Répartition des cellules sur les onduleurs des convertisseurs en cascade	90
Figure III-3 : Répartition des cellules lithium en fonction du nombre d'onduleurs pour la BT.....	91
Figure III-4 : Répartition des cellules lithium en fonction du nombre d'onduleurs pour la TBT	91
Figure III-5 : Evolution de la tension du bus DC de l'onduleur et choix de la tenue en tension des interrupteurs de puissances en BT	92
Figure III-6 : Evolution de la tension du bus DC de l'onduleur et choix de la tenue en tension des interrupteurs de puissances en TBT	93
Figure III-7 : Forme du courant dans un interrupteur des structures étudiées (pour une fréquence de découpage réduite pour la visualisation des courbes)	94
Figure III-8 : Evolution du courant efficace dans un interrupteur de puissance (a) pour la TBT (b) pour la BT en fonction des caractéristiques moteur	95
Figure III-9 : Evolution des rendements pour l'onduleur de tension TBT en fonction du couple du moteur à sa vitesse nominale (3550 tr/min) avec un nombre de semi-conducteurs en parallèle variable (MOSFET 150V).....	97
Figure III-10 : Evolutions des rendements en TBT de l'onduleur de tension et des convertisseurs en cascade pour 8 interrupteurs en parallèle.	98
Figure III-11 : Evolution des rendements en TBT de l'onduleur de tension et des convertisseurs en cascade pour 16 interrupteurs en parallèle.	99
Figure III-12 : Evolutions des rendements en TBT de l'onduleur de tension et des convertisseurs en cascade avec la technologie GaN. (16 interrupteurs en parallèle pour l'onduleur de tension contre 6 pour les convertisseurs en cascade).....	100
Figure III-13 : Evolution des rendements en BT pour l'onduleur de tension entre les technologies CoolMOS et IGBT pour un nombre d'interrupteurs de 1, 3 et 5 en parallèle	101
Figure III-14 : Evolution du rendement de l'onduleur de tension pour le point de fonctionnement nominal du moteur (3550tr/min et 25 Nm) pour les technologies IGBT et MOSFET en fonction du nombre d'interrupteur en parallèle.....	101
Figure III-15 : Rendement des convertisseurs en cascade en BT pour la technologie MOSFET ..	102
Figure III-16 : Rendement des convertisseurs en cascade en BT pour la technologie GaN.....	103
Figure III-17 : Cycle NEDC.....	104
Figure III-18 : Interface utilisateur.....	105
Figure III-19 : Environnement du véhicule.....	106
Figure III-20 : Variation du couple sur l'arbre du moteur et de la vitesse du véhicule pour la partie basse vitesse du cycle NEDC	106
Figure III-21 : Modèle de pertes du convertisseur de puissance et du moteur.....	107
Figure III-22 : Cartographies du moteur TBT (a) rendement (b) pertes en Watt.....	107
Figure III-23 : Cartographies de l'onduleur de tension TBT avec MOSFET (a) rendement (b) pertes en Watt	108
Figure III-24 : Diminution du SOC pour les convertisseurs étudiés dans le domaine de la TBT pour la technologie MOSFET.....	109
Figure III-25 : Diminution du SOC pour les convertisseurs étudiés dans le domaine de la TBT pour la technologie GaN.....	110

Figure III-26 : Diminution du SOC pour les convertisseurs étudiés dans le domaine de la BT pour les technologies IGBT et CoolMOS pour l'onduleur de tension et la technologie MOSFET pour les convertisseurs en cascade.....	110
Figure III-27 : Diminution du SOC pour les convertisseurs étudiés dans le domaine de la BT pour les technologies IGBT et CoolMOS pour l'onduleur de tension et la technologie GaN pour les convertisseurs en cascade.....	111
Figure III-28 : Diminution de l'état de charge pour les convertisseurs étudiés avec le nombre optimal d'interrupteurs pour chaque configuration de l'étude.....	112
Figure III-29 : Gain en m/km pour les convertisseurs étudiés pour chaque configuration de l'étude.....	112
Figure III-30 : Pertes fer en W/kg pour le moteur en fonction de la profondeur de modulation pour 3 niveaux et 5 niveaux de tension sur la sortie du convertisseur de puissance [CES96]	113
Figure IV-1 : Expérimentation des convertisseurs en cascade, réalisation d'une phase du convertisseur avec 3 onduleurs monophasés connectés en série (a) schéma de principe (b) réalisation expérimentale.....	120
Figure IV-2 : Fléchage des différents éléments d'un onduleur élémentaire	121
Figure IV-3 : Schéma de principe d'un onduleur élémentaire	122
Figure IV-4 : Kit de développement FPGA cyclone III [ALTERA].....	123
Figure IV-5 : Carte d'extension de mise en forme des signaux	123
Figure IV-6 : Carte de mesure pour la commande du moteur.....	124
Figure IV-7 : Signaux de sortie du montage sur RL	124
Figure IV-8 : Equilibrage passif.....	125
Figure IV-9 : Equilibrage deux à deux.....	126
Figure IV-10 : Equilibrage avec transformateur multi enroulements	127
Figure IV-11 : Interrupteurs à fermer pour un échange d'énergie entre deux sources.....	128
Figure IV-12 : Schéma équivalent simplifié après configuration des interrupteurs.....	128
Figure IV-13 : Schéma équivalent pour avoir la même référence de tension pour connecter les deux masses des batteries.....	129
Figure IV-14 : Hacheur à accumulation bidirectionnel.....	129
Figure IV-15 : (a) Transfert entre A et B (b) Transfert entre B et C (c) Transfert entre C et A....	130
Figure IV-16 : Simulation Psim : équilibreur avec 3 onduleurs.....	130
Figure IV-17 : Résultat de la simulation. En haut : tension des condensateurs. En bas : courant dans l'inductance	131
Figure IV-18 : Bancs de condensateurs utilisés pour émuler l'état de charge des batteries.....	132
Figure IV-19 : Equilibrage des deux bancs de condensateurs ① Phase de recharge à courant constant ② Phase d'équilibrage	132
Figure IV-20 : Rendement de la structure en mode équilibrage pour des valeurs faibles pour la régulation de courant.....	134
Figure IV-21 : Evolution du rendement en phase d'équilibrage en fonction du courant régulé	134
Figure IV-22 : Jeu de contacteurs pour mettre en série les onduleurs de la structure (Exemple pour 3 onduleurs par branche du convertisseur).....	137
Figure IV-23 : Simulation PSIM pour les convertisseurs en cascade pour une absorption sinusoïdale sur le réseau d'alimentation (Exemple pour 3 onduleurs par branche de la structure des convertisseurs en cascade)	138
Figure IV-24 : Sous-système « H-Bridge » qui réalise la fonction onduleur des convertisseurs en cascade	138
Figure IV-25 : Variations de la tension d'alimentation $V_r(t)$, de la tension à l'entrée du redresseur $V_e(t)$ et du courant traversant l'inductance pour les convertisseurs en cascade en absorption sinusoïdale.....	139
Figure C-1: Redresseur MLI Monophasé avec sa commande de régulation en courant.....	167
Figure C-2 : Allure de la tension V_e à l'entrée de l'onduleur pour une commande MLI bipolaire avec un indice de modulation faible pour la clarté des signaux.....	168
Figure C-3 : Allure de la tension réseau V_r	168

Figure C-4 : Allure de la tension aux bornes de l'inductance V_L	168
Figure C-5 : Tension et courant dans l'inductance pour une période de découpage T_d	169
Figure C-6 : Schéma bloc du système en boucle ouverte pour la boucle d'asservissement en courant	170
Figure C-7 : Schéma bloc du système avec correcteur pour la boucle d'asservissement en courant	171
Figure C-8 : Schéma du redresseur à pont complet avec sa boucle de régulation en courant pour une absorption sinusoïdale sur le réseau d'alimentation	171
Figure C-9 : Variations de la tension d'alimentation $V_r(t)$, de la tension à l'entrée du redresseur $V_e(t)$ et du courant traversant l'inductance pour le redresseur à pont complet en absorption sinusoïdale	172

Acronymes

AC :	Alternative Current
APOD-PWM :	Alternative Phase Opposition Disposition PWM
BMS :	Battery Management System
BF :	Basse Fréquence
BT :	Basse Tension
CAN :	Convertisseur Analogique Numérique
CC :	Constant Current
CEM :	Compatibilité Electro-Magnétique
CHB :	Cascaded H-Bridge
CV :	Constant Voltage
DC :	Direct Current
EPC :	Efficient Power Conversion
FC :	Flying Capacitor
FPGA :	Field Programmable Gate Array
GaN :	Gallium Nitride
HEMT :	High Electron Mobility Transistor
HFET :	Heterostructure Field Effect transistors
HF :	Haute Fréquence
IGBT :	Insulated Gate Bipolar Transistor
LiFePO4 :	Lithium Fer Phosphate
LS-PWM :	Level-Shift PWM
MLI :	Modulation de Largeur d'Impulsion
MOSFET :	Metal Oxyde Semiconductor Field Effect Transistor
MSAP :	Machine Synchrone à Aimants Permanents
NEDC :	New European Driving Cycle
NPC :	Neutral Point Clamped
PD-PWM :	Phase Disposition PWM
PFC:	Power Factor Corrector
POD-PWM :	Phase Opposition Disposition PWM
PS-PWM :	Phase-Shift PWM
PWM :	Pulse Width Modulation
SiC :	Silicium Carbide
SOC :	State Of Charge
SPI :	Serial Peripheral Interface
TBT :	Très Basse Tension
THD :	Total Harmonic Distortion

Introduction générale

Le véhicule automobile est un des moyens de locomotion le plus répandu. De manière générale, celui-ci est composé d'une structure sur laquelle est installé un groupe moto propulseur. Ce dernier se compose d'un moteur qui produit l'énergie mécanique nécessaire. Le moteur le plus connu est celui à combustion interne ou plus communément appelé moteur thermique. Celui-ci utilise comme source d'énergie de l'essence, de l'alcool ou voir même un gaz. Malgré un rendement médiocre, l'intérêt de cette solution réside dans l'autonomie liée à l'énergie massique élevée du carburant et sa facilité pour le stockage. Ces moteurs sont mis en défaut pour leurs émissions de gaz à effet de serre et de particules néfastes pour la santé, ainsi que l'utilisation d'énergies fossiles vouées à se raréfier dans les décennies à venir. La pollution engendrée par les moteurs thermiques réduit la qualité de l'air, surtout dans les grandes villes où la concentration de véhicules peut être très importante.

Une alternative pour diminuer la pollution produite localement par les moteurs thermiques est l'utilisation de véhicules propulsés par une énergie propre tels que les véhicules électriques. Bien sûr, il faudra prendre en compte le coût énergétique et la pollution liés à la production de l'électricité pour propulser le véhicule électrique, avec notamment le recyclage et traitement des déchets permettant la génération de l'électricité. Dans [BID09], une étude sur le rendement énergétique de la production de l'énergie à partir des énergies fossiles (Pétrole, charbon et gaz naturel) a été réalisée. Cette étude montre que la chaîne de production « du puits à la roue » pour les véhicules électriques à un rendement moyen de 26% contre environ 18% en moyenne pour les véhicules thermiques. Dans cette chaîne de production est pris en compte, l'extraction, la transformation, le transport et l'utilisation de l'énergie. Ce qui n'est pas pris en compte est « l'énergie grise », c'est-à-dire la quantité d'énergie nécessaire pour la fabrication et le recyclage des matériaux nécessaires pour la réalisation des véhicules. Les véhicules électriques ont sans doute un besoin en « énergie grise » plus important que les véhicules thermiques dû à la fabrication des batteries. D'un point de vue général les véhicules électriques pourraient avoir un impact sur l'environnement aussi important que les véhicules thermiques.

Au niveau historique, les premiers véhicules électriques ont fait leur apparition quasiment en même temps que les véhicules thermiques à la fin du XIXe siècle. Leur invention fut possible grâce à l'accumulateur au plomb réalisé par Gaston Planté en 1859.

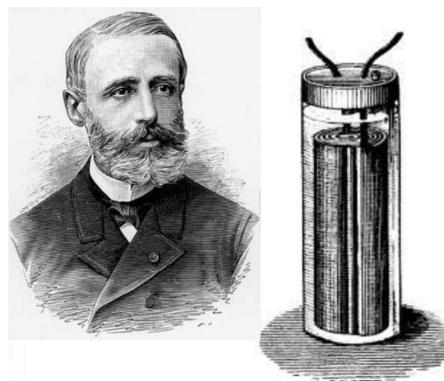


Figure 1-1 : Accumulateur au plomb de Gaston Planté (1859)

La voiture électrique a même été le premier véhicule automobile à avoir franchi le cap des 100km/h. Ce record a été établi par le Belge Camille Jenatzy en 1899 au volant de la voiture au célèbre nom de « la jamais contente ».

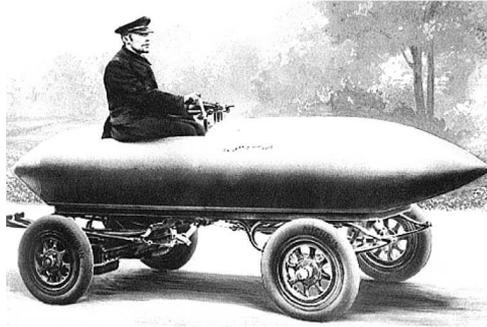


Figure 1-2 : La « Jamais contente », premier véhicule automobile à avoir franchi le cap des 100km/h en 1899

La fabrication en série des véhicules électriques a débuté à partir de 1905 avec l'entreprise Edison electric car. Cependant la production fut abandonnée à cause du succès de la Ford T qui fut fabriquée en série de 1908 à 1927 avec la réalisation et la vente de plus de 16 millions d'exemplaires. De 1959 à 1960, de nouvelles tentatives de production de véhicules électriques ont été réalisées par l'entreprise Henry Kilowatt aux Etats Unis. Celle-ci n'a pas connu le succès attendu car sa production n'a duré pas plus d'un an et seulement 100 exemplaires ont été conçus. Puis, plusieurs modèles de véhicules électriques ont vu le jour et ont été réalisés, mais n'ont pas connu une production de masse et un franc succès de la part des consommateurs : l'inconvénient majeur étant la difficulté de stockage de l'énergie et en conséquence le peu d'autonomie disponible pour ces véhicules. Mais après différentes périodes de hauts et de bas, le véhicule électrique est de nouveau au devant de la scène. Sa présence est amplifiée par le prix du pétrole qui est à la hausse depuis quelques années.

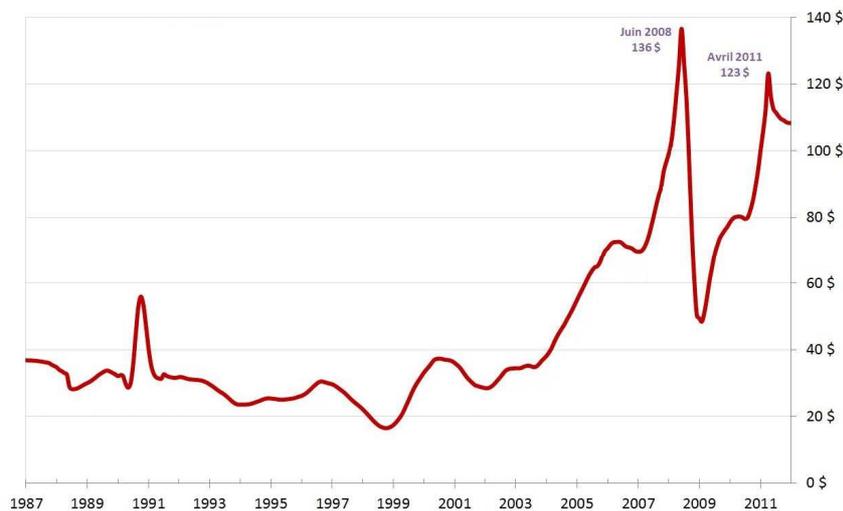


Figure 1-3 : Evolution du prix du baril de pétrole en dollars de 1987 à 2012 [CRISES]

De nos jours, les économies d'énergies, les consciences qui sont devenues plus écologiques, font que de nouveaux acteurs souhaitent introduire et promouvoir les véhicules électriques. Depuis 2011, une grande partie des constructeurs automobiles commence à proposer des véhicules hybrides et tout électriques pour obtenir des parts de marché dans ce domaine.

Depuis les premiers modèles de véhicules électriques, les éléments de base constituant la chaîne de traction n'ont guère changés. Le véhicule est toujours constitué d'accumulateurs pour le stockage d'énergie électrique, d'un moteur pour transformer l'énergie électrique en énergie mécanique et d'un convertisseur électrique pour transférer et contrôler la puissance des batteries au moteur. Ces convertisseurs font appel à des structures d'électronique de puissance largement développées par ailleurs, en particulier dans la variation de vitesse.

Ces dernières années, la composition des différents éléments d'un véhicule électrique a changé et ces constituants font appel à de nouvelles technologies mais présentent toujours les mêmes principes de fonctionnement. Les premières batteries plomb ont été remplacées par des batteries au lithium qui présentent des densités de puissance les plus importantes actuellement. Les moteurs à courant continu ont cédé la place aux moteurs triphasés qui présentent eux aussi une meilleure densité de puissance, de meilleurs rendements énergétiques et un entretien réduit. Les convertisseurs électriques se sont adaptés pour piloter les moteurs mais gardent le même principe qui est de transférer l'énergie électrique entre les batteries lors des phases de motricité et du moteur électrique aux batteries lors des phases de freinage. Les éléments constituant un véhicule sont présentés à la figure 1-4.

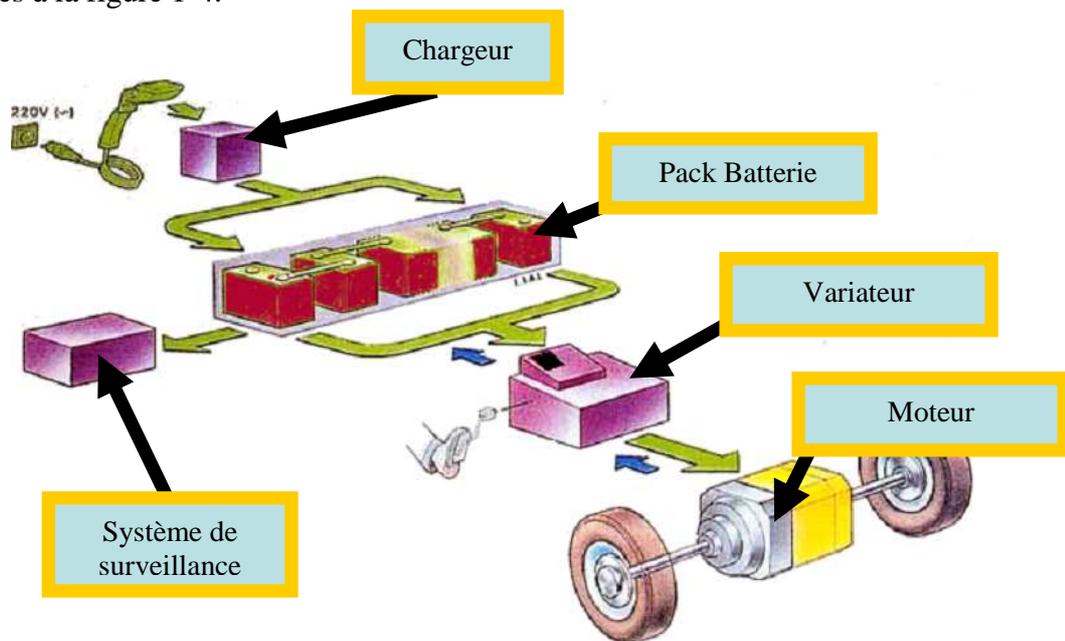


Figure 1-4 : Eléments constituant la chaîne de traction d'un véhicule électrique

D'autres éléments, un peu moins mis en avant, sont nécessaires pour le bon fonctionnement d'un véhicule électrique. L'un de ces éléments est le chargeur de batterie qui puise l'énergie du réseau électrique pour venir recharger les batteries du véhicule. Un autre élément, beaucoup moins connu du grand public, est le système de monitoring des batteries qui permet de connaître l'état de charge du pack de batterie et donc d'estimer l'autonomie du véhicule. Ce système de monitoring se complexifie avec la technologie des batteries. Les batteries lithium nécessitent d'avoir une surveillance très particulière pour ne pas dépasser certains seuils de tension afin de ne pas dégrader la batterie et donc sa durée de vie. Ces systèmes de surveillance font appel au « Battery Management System » (BMS).

Le premier chapitre de cette thèse est celui des généralités, il replace le sujet de recherche dans son contexte, c'est-à-dire celui des convertisseurs d'électroniques de puissance pour la traction des véhicules électriques. Différentes topologies de convertisseurs classiques et de convertisseurs multi niveaux seront présentées. Le choix qui semble le plus intéressant pour le véhicule électrique sera présenté en retenant une structure d'électronique de puissance associant au mieux le convertisseur de puissance et les batteries du véhicule.

L'un des inconvénients majeurs du véhicule électrique est son autonomie. Celle-ci est en partie définie par l'énergie embarquée par le pack batteries du véhicule. Mais elle est aussi liée au rendement, donc aux pertes de la chaîne de traction du véhicule. Plus ces pertes sont importantes et plus l'autonomie du véhicule sera dégradée. Le chapitre II présente les modèles des différentes technologies de semi-conducteurs de puissance qui peuvent être employés pour la réalisation des convertisseurs de puissance. Ces modèles sont utilisés par la suite pour calculer le rendement des structures de puissance. Les pertes dans les moteurs de traction étudiés seront présentées. La finalité est d'obtenir une approche plus globale de la chaîne de traction afin d'acquérir une cartographie des pertes du moteur et de l'onduleur quel que soit le point de fonctionnement du véhicule.

Le chapitre III se concentre sur la comparaison des performances énergétiques de la chaîne de traction. Notre étude se focalise essentiellement sur la comparaison de deux convertisseurs pour la chaîne de traction : le convertisseur retenu pour notre étude est celui le plus répandu dans le domaine de la traction. A partir des modèles de pertes des semi-conducteurs et du moteur établis au chapitre II, une comparaison sur les performances énergétiques entre les différentes configurations des convertisseurs de puissance pour la chaîne de traction est effectuée pour un cycle de conduite normalisé du véhicule.

Le véhicule électrique fait appel à différents convertisseurs d'électronique de puissance tels que le convertisseur de traction, le chargeur et le système de surveillance des batteries. Dans le but d'une mutualisation des différents éléments constituant un véhicule électrique, le chapitre IV présente la réutilisation du convertisseur de traction pour assurer les fonctions de charge et d'équilibrage, tout en minimisant les éléments d'électronique de puissance à ajouter.

Chapitre I

Etat de l'art du véhicule électrique et choix d'un convertisseur de puissance

Tables des matières

CHAPITRE I : ETAT DE L'ART DU VEHICULE ELECTRIQUE ET CHOIX D'UN CONVERTISSEUR DE PUISSANCE

1.	INTRODUCTION	27
2.	DEFINITION DU PROJET ET SUJET DE THESE	28
2.1.	BUT DU PROJET ET SUJET DE THESE.....	28
2.2.	APERÇU GENERAL DES VEHICULES CONCERNES.....	28
2.3.	INNOVATIONS TECHNOLOGIQUES ENVISAGEES	29
2.3.1.	<i>Avant-propos</i>	29
2.3.2.	<i>Technologie des batteries</i>	29
2.3.3.	<i>Technologie du moteur</i>	30
3.	LES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE	30
3.1.	CONVERTISSEURS « CLASSIQUES »	31
3.1.1.	<i>Onduleur de tension triphasé</i>	31
3.1.2.	<i>Commutateur de courant</i>	32
3.1.3.	<i>Onduleur avec réseau d'impédance</i>	35
3.2.	CONVERTISSEURS MULTI NIVEAUX	37
3.2.1.	<i>Topologies les plus courantes</i>	37
3.2.2.	<i>Topologies hybrides</i>	38
4.	CHOIX DE LA STRUCTURE DE CONVERSION.....	39
4.1.	CRITERE DE L'APPLICATION.....	39
4.2.	PACK DE BATTERIES DU VEHICULE	40
4.3.	CHOIX DU CONVERTISSEUR.....	41
4.4.	ONDULEUR EN CASCADE POUR LE VEHICULE ELECTRIQUE.....	41
5.	STRATEGIE DE COMMANDE DES ONDULEURS MULTI NIVEAUX	43
5.1.	STRATEGIE DE COMMANDES POUR LES ONDULEURS EN CASCADE.....	43
5.1.1.	<i>Loi de commande à décalage de niveaux (LS-PWM)</i>	44
5.1.2.	<i>Loi de commande décalage de phases (PS-PWM)</i>	45
5.1.3.	<i>Contrainte en courant sur les sources d'alimentations</i>	46
5.2.	CONCLUSION SUR LES STRATEGIES DE COMMANDE	47
6.	CONCLUSION	48

1. Introduction

Les travaux de thèse présentés dans ce mémoire entrent dans le cadre du projet VELECTA (Véhicule ELECTrique à Technologie Avancée). Le but principal est d'innover sur la conception de la chaîne de traction d'un véhicule électrique sans permis de la marque AIXAM-MEGA afin d'en améliorer les performances énergétiques. Les principales innovations ont été portées sur l'utilisation de nouvelles technologies pour les éléments constituant les éléments de la chaîne de traction du véhicule étudié (Batteries – Convertisseur – Moteur). Mes travaux concernent plus particulièrement la conception du convertisseur statique afin d'établir au mieux la liaison entre les batteries et le moteur pour augmenter les performances énergétiques du véhicule.

Ce chapitre débutera par un état de l'art du véhicule électrique étudié. Les principaux éléments constituant la chaîne de traction seront abordés (Onduleur et Moteur) et les évolutions technologiques envisagées seront présentées pour le véhicule étudié. Un rapide état de l'art sur les convertisseurs de puissance envisageables pour des applications de traction électrique sera décrit. Les avantages et les inconvénients de ces structures d'électronique de puissance seront brièvement énumérés. Les topologies multi niveaux seront abordées en expliquant le choix qui semble le plus intéressant pour le véhicule électrique. Les convertisseurs en cascade seront mis en avant en présentant leurs avantages dans notre contexte par rapport aux autres structures.

Les principes de commande pour les convertisseurs de puissance seront présentés. La Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) sera expliquée pour les onduleurs multi niveaux de type onduleurs en cascade. La stratégie de commande qui semble la mieux adaptée pour la structure de conversion sera choisie et discutée.

2. Définition du projet et sujet de thèse

2.1. But du projet et sujet de thèse

Le but du projet est d'étudier une chaîne de traction novatrice de façon à accroître les performances des véhicules actuels en termes d'autonomie et de rendement énergétique. Ce projet nommé VELECTA de l'acronyme Véhicule ELECTrique à Technologie Avancée fait partie d'un consortium de l'Agence de l'Environnement et de la Maîtrise de l'Energie (ADEME). Ce projet regroupe plusieurs entités telles que AIXAM-MEGA, le CEA-Liten et l'IFSTTAR. Il vise particulièrement les véhicules électriques de catégories quadricycles légers « sans permis » et quadricycles lourds. AIXAM-MEGA est une société qui est leader dans la commercialisation de véhicules sans permis au niveau européen [AIXAM]. Le but souhaité est la réalisation d'un démonstrateur en intégrant sur les véhicules électriques actuels de nouvelles technologies. Celles-ci concernent tous les éléments de la chaîne de traction tels que le moteur, les batteries et le convertisseur d'électronique de puissance.

Le sujet de thèse concerne l'électronique de puissance de la chaîne de traction avec pour volonté d'innover sur la conception technologique du convertisseur. Une première réflexion porte sur la structure assurant la conversion DC-AC entre les batteries de puissance et le moteur à courant alternatif. Une deuxième réflexion concerne la mutualisation des convertisseurs, c'est à dire l'emploi de l'onduleur de traction pour d'autres fonctions. L'onduleur pourra être utilisé d'une part comme chargeur entre le réseau et les batteries et pourra réaliser, d'autre part, des fonctions de macro-équilibre et de monitoring du pack de batteries du véhicule.

2.2. Aperçu général des véhicules concernés

Le véhicule est de faible puissance (environ 10 kW nominale). Deux modèles de véhicules électriques existent et sont proposés par la société AIXAM MEGA ; les véhicules de type CITY, destinés principalement pour un usage urbain, et des véhicules TRUCK plus orientés pour les sites industriels. La figure I-1 présente ces deux types de véhicules.



**Figure I-1 : Véhicule électrique sans permis produit par AIXAM MEGA (a) Modèle CITY
(b) Modèle TRUCK**

Les éléments qui constituent la chaîne de traction restent les mêmes entre les deux modèles. Le moteur de traction utilisé est un moteur de type asynchrone. La technologie des batteries est celle du plomb. La structure d'électronique de puissance utilisée entre le pack de batterie et le moteur de véhicule pour assurer la conversion du continu vers l'alternatif est l'onduleur de tension triphasé. Celle-ci est sans doute la structure la plus répandue dans le domaine de l'électronique de puissance. Sa conception et son fonctionnement sont bien maîtrisés par les constructeurs pour des applications dans le domaine des véhicules électriques. Dans les véhicules actuels, le convertisseur est réalisé par le fabricant SEVCON qui est un leader dans la conception de variateurs de vitesse [SEVCON]. La figure I-2a montre le convertisseur actuellement utilisé et la figure I-2b son emplacement dans le véhicule d'AIXAM-MEGA du modèle TRUCK.

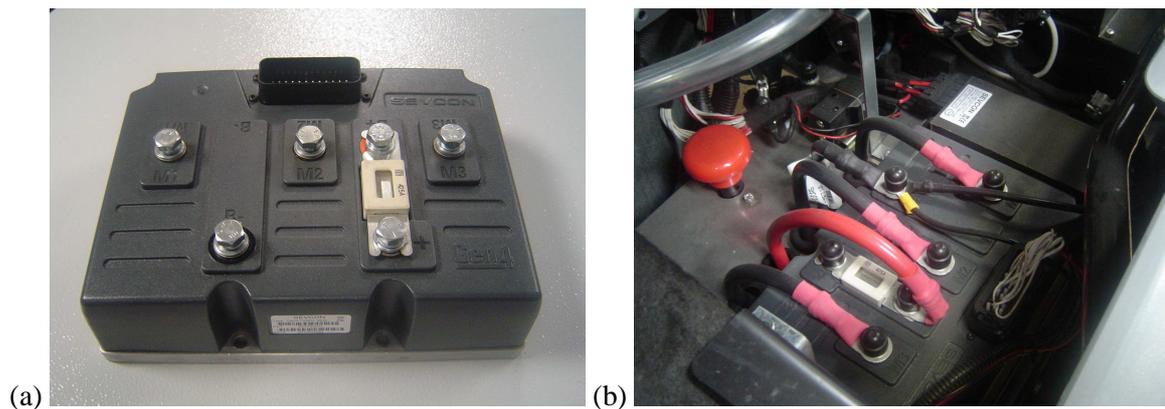


Figure I-2 : (a) Convertisseur SEVCON (b) Implantation dans le véhicule

2.3. Innovations technologiques envisagées

2.3.1. Avant-propos

Le but principal pour des applications embarquées est d'avoir des densités volumiques et massiques de puissance les plus grandes possibles. Les innovations envisagées concerneront le changement des technologies employées dans le véhicule comme les batteries et le moteur à courant alternatif. L'utilisation de ces nouvelles technologies est indépendante du sujet de thèse mais ces nouvelles données doivent être prises en compte pour l'élaboration d'une nouvelle structure d'électronique de puissance.

Un autre aspect d'innovation est d'élever en tension le fonctionnement de la chaîne de traction. Actuellement le véhicule fonctionne avec une tension de batterie à 48V. Il est souhaité d'augmenter celle-ci tout en gardant la même puissance pour la chaîne de traction. Cette augmentation de tension peut être intéressante dans le domaine des véhicules hybrides et tout électriques. L'élévation de la tension tout en gardant la même puissance permet de réduire le courant, donc d'obtenir un gain sur la section des câbles et de diminuer au global les pertes par conduction de la chaîne de traction. Néanmoins, il faut avoir à l'esprit les problèmes de sécurité électrique et des conséquences que cela peut avoir sur les batteries (incendie).

2.3.2. Technologie des batteries

Le pack de batteries est l'élément principal pour le véhicule électrique car celui-ci stocke l'énergie et détermine l'autonomie du véhicule. La technologie des batteries

actuellement utilisée est celle au plomb qui présente des densités de puissance faibles, situées aux alentours de 30 à 50Wh/kg [FER08]. Cependant cette technologie date du siècle dernier et depuis de nouvelles technologies de batteries ont fait leur apparition. La technologie prometteuse pour les voitures électriques est la batterie lithium. Elle présente actuellement les meilleures densités de puissance du marché, jusqu'à 4 fois plus que les batteries au plomb. Cette technologie de batterie peut apporter largement des gains en termes de poids et d'autonomie pour le véhicule électrique. Néanmoins, le coût de cette technologie reste actuellement très élevé dû au faible volume de production mais il pourrait être diminué si la diffusion de véhicule électrique devient importante.

2.3.3. Technologie du moteur

Le moteur asynchrone actuellement employé sera remplacé par un Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Les MSAP ont été essentiellement développés depuis l'introduction des nouveaux aimants Néodyme fer bore (Nd-Fe-B). L'utilisation de ce type de moteur est en plein essor et semble devenir inéluctable dans le domaine de la traction électrique grâce à son haut rendement et sa forte densité de puissance [LEI11].

Les moteurs synchrones à aimants permanents sont réalisés par le fabricant Leroy Somer [LEROY]. Le constructeur propose des moteurs synchrones avec une large gamme de tension de fonctionnement. Pour le projet VELECTA, deux moteurs électriques de même puissance active (9,3kW) ont été réalisés : un moteur Très Basse Tension (TBT) de tension 46Veff entre phases et un moteur Basse Tension (BT) de tension avec 184Veff entre phases.

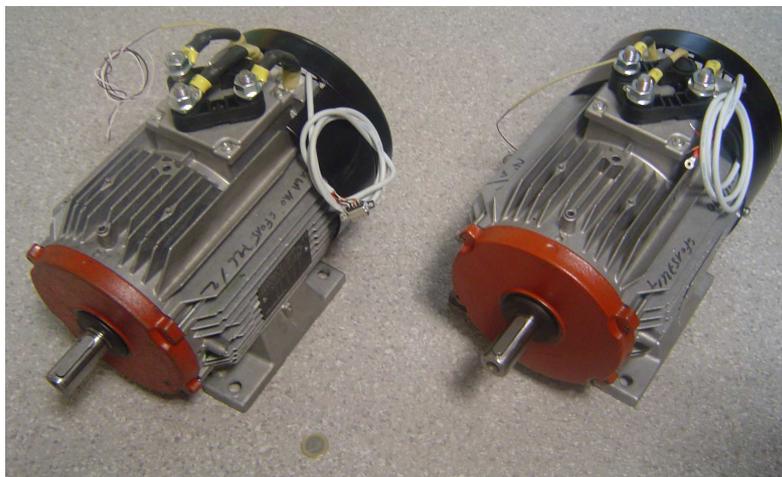


Figure I-3 : Moteur Leroy Somer, TBT à gauche BT à droite

Ces deux niveaux de tension vont impliquer des niveaux de tension de batteries différents pour l'alimentation de l'onduleur. La conception et les éléments du convertisseur d'électronique de puissance différeront entre la TBT et la BT.

3. Les convertisseurs de puissance

Il existe de nombreux convertisseurs de puissance qui sont basés sur des topologies diverses et variées applicables pour la chaîne de traction de véhicules. On peut distinguer dans la littérature deux types d'onduleurs : les onduleurs de type classique qui font appel à des structures de puissance connues tels que les onduleurs de tension triphasée et les

onduleurs avec une électronique de puissance plus modernes que l'on nomme onduleurs multi niveaux. Ces derniers seront montrés par la suite dans le document. Tout d'abord, les topologies classiques applicables aux véhicules électriques sont présentées en expliquant de façon succincte les avantages de chacune par rapport aux autres et les problèmes que l'on peut rencontrer.

3.1. Convertisseurs « classiques »

Cette partie rassemble les différents types de convertisseurs pour le véhicule électrique. L'onduleur de tension étant la structure de puissance la plus répandue et son principe de fonctionnement bien connu, il n'a pas été jugé utile de présenter tous les détails sur cette structure en décrivant tous les avantages et inconvénients que l'on peut y rencontrer. Cependant il est nécessaire d'aborder quelques problèmes de ce type d'onduleur, de présenter quelques structures plutôt atypiques qui ont été réalisées et envisageables pour le véhicule électrique.

3.1.1. Onduleur de tension triphasé

Le schéma de la structure de puissance est représenté sur la figure I-4. L'onduleur est alimenté par une source de tension continue qui est la batterie du véhicule. Le côté alternatif est réalisé à l'aide de trois bras d'onduleur qui sont connectés sur les trois phases du moteur.

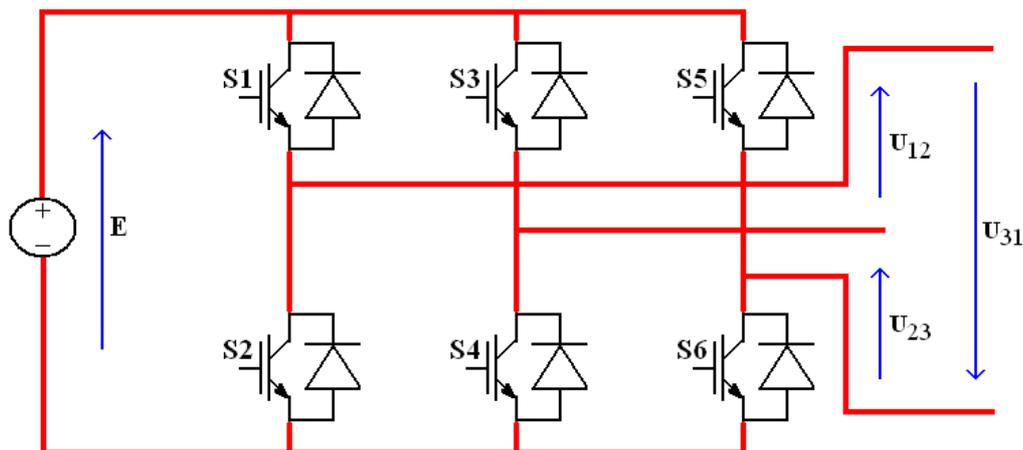


Figure I-4 : Schéma onduleur de tension

Le principe de commande est basé sur des techniques de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Plusieurs techniques MLI existent dans la littérature, la plus connue est sans doute la MLI intersective. Le but est de comparer une modulante basse fréquence (le plus souvent sinusoïdale) avec une porteuse haute fréquence (le plus souvent triangulaire) qui représente la fréquence de découpage des interrupteurs de puissance. Elle produit des formes d'ondes découpées à la sortie de l'onduleur, la figure I-5 représente la tension de sortie que l'on peut trouver entre deux phases de l'onduleur pour une période de basse fréquence.

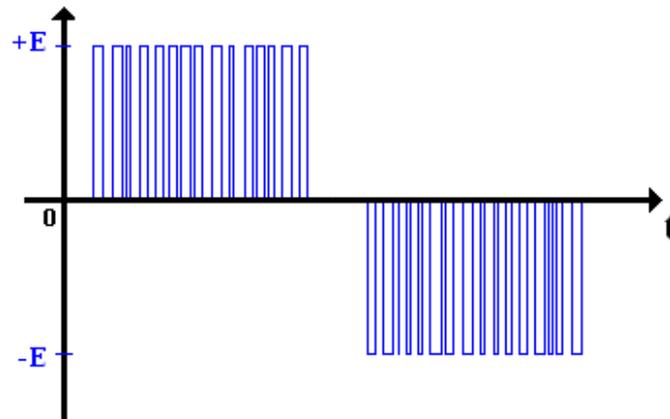


Figure I-5 : Tension de sortie entre phase pour un onduleur de tension triphasé

La tension de sortie prend alors 3 niveaux de sortie ($+E$, 0 et $-E$ avec E la valeur de la tension d'alimentation de l'onduleur). Ces tensions produisent des harmoniques, créent des courants de palier dans les roulements du moteur et dégradent les isolants de celui-ci [BOG96] [BEL97] [ERD96] [LEE04]. Pour pallier ces problèmes, la solution est d'installer un filtre LC en sortie de l'onduleur afin de produire une tension de sortie la plus sinusoïdale possible. La présence de filtres dépend de l'application [FOR00]. L'introduction d'un filtre joue un rôle essentiel sur le fonctionnement, les performances et le dimensionnement de l'onduleur. Pour les applications de traction, l'introduction d'un filtre entre le moteur et l'onduleur augmente le coût. La solution utilisée par les constructeurs est de ne rien mettre et d'appliquer directement les tensions découpées sur le moteur : le filtrage étant effectué directement à partir des inductances de ce dernier.

Afin de compenser ces problèmes de tension découpée appliquée au moteur, d'autres structures d'électronique de puissance ont été introduites tels que les commutateurs de courant. Ces convertisseurs sont décrits dans la suite de cette partie en comparant les avantages et les inconvénients par rapport à l'onduleur de tension classique. Un autre convertisseur sera présenté, celui-ci cumule les avantages du commutateur de courant et de l'onduleur de tension classique. Cet onduleur appelé onduleur avec réseau d'impédance sera présenté. Les convertisseurs multi niveaux seront aussi investigués dans ce chapitre afin de présenter les avantages qu'ils peuvent apporter par rapport à l'onduleur de tension.

3.1.2. Commutateur de courant

Les commutateurs de courant sont destinés à fournir une tension de sortie sinusoïdale à la charge. Ils peuvent fonctionner avec des plages de puissance constante et améliorer l'efficacité du moteur et sa durée de vie. Le schéma de principe de l'onduleur est présenté figure I-6.

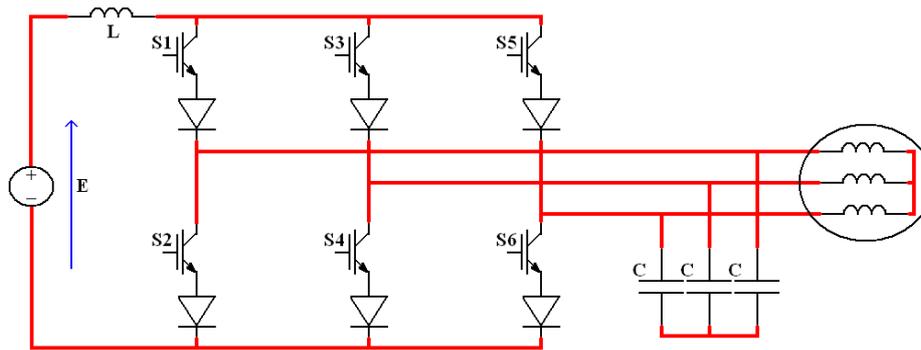


Figure I-6 : Commutateur de courant triphasé

Le fonctionnement de cette structure peut être assimilé à une topologie boost. L'inductance en série avec l'alimentation de la structure sert de stockage d'énergie et permet d'élever la tension de sortie par rapport à la tension d'entrée. Les condensateurs de sortie ont pour rôle d'atténuer les fréquences de commutation des composants sur le réseau. Les harmoniques de courant sont absorbés par les condensateurs de filtre à la sortie et produisent à la charge une tension très proche d'une sinusoïde. Cependant des techniques de MLI plus élaborées doivent être mises en œuvre pour produire une sortie sinusoïdale. L'implantation de commande pour les commutateurs de courant est plus complexe que les onduleurs de tension. Ceci est dû à la loi de commande qui ne doit jamais ouvrir la source de courant au risque de provoquer une surtension et dégrader les interrupteurs de puissance de la structure.

L'une des premières difficultés du commutateur de courant est d'incorporer la batterie comme un élément de récupération d'énergie. Contrairement à l'onduleur de tension qui est naturellement réversible en courant (grâce aux diodes anti-parallèles des interrupteurs), les interrupteurs de puissance du commutateur de courant doivent être réversibles en tension. Cette réversibilité est réalisée en ajoutant une diode en série avec l'interrupteur. Pour rendre le commutateur de courant lui-même réversible il faut rajouter en parallèle un autre interrupteur du même type en tête bêche (voir figure I-7). La deuxième solution présentée à la figure I-8 est l'ajout d'un circuit d'interfaçage entre la source d'alimentation et le commutateur de courant qui permet de charger la batterie lors des procédures de freinage.

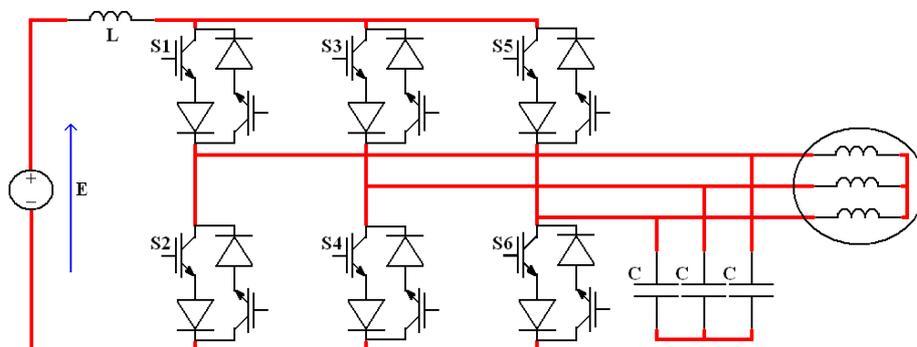


Figure I-7 : Schéma du commutateur de courant réversible n°1

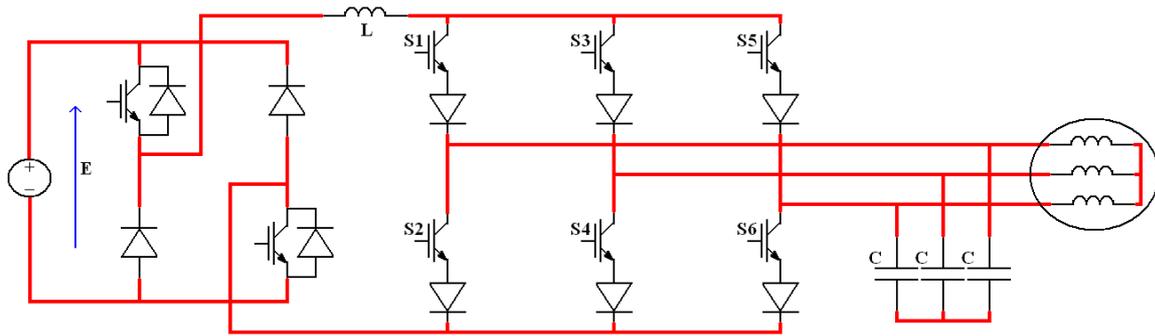


Figure I-8 : Schéma du commutateur de courant réversible n°2

L'une des difficultés du commutateur de courant est qu'il fonctionne toujours en élévateur de tension. Pour l'entraînement de machines tournantes à faible vitesse, la tension ne peut pas passer en dessous de la tension de l'alimentation (cas similaire au hacheur boost où $V_s > V_e$). Ce genre de convertisseur nécessite une source de courant qui doit être régulée, cette fonction est réalisée en ajoutant une boucle de régulation dans le convertisseur n°2 (voir figure I-9).

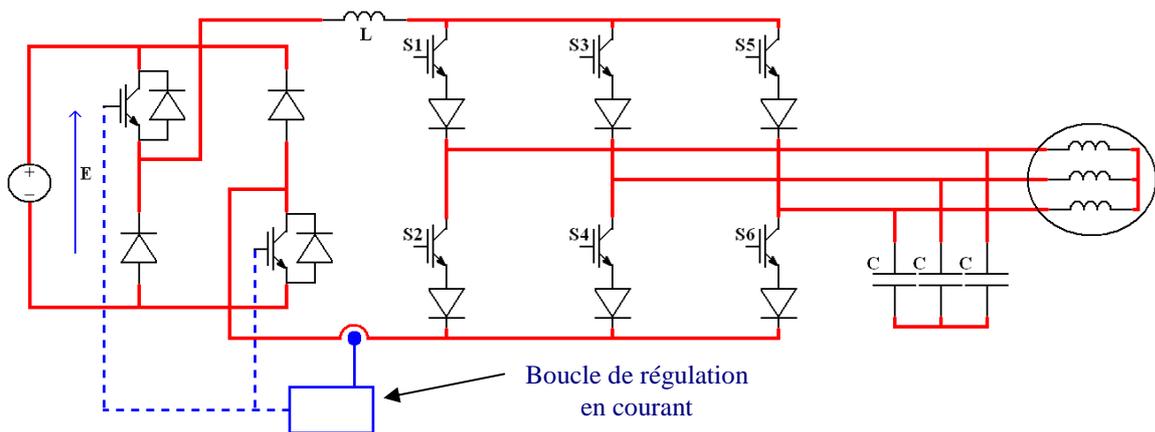
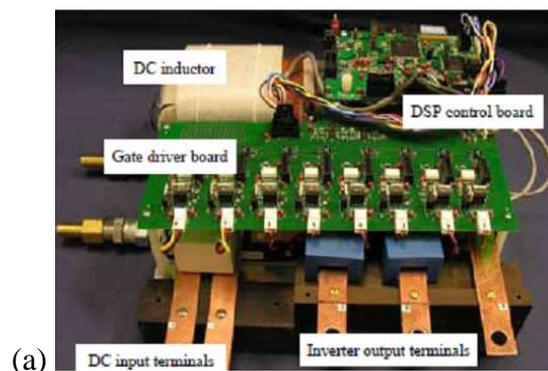


Figure I-9 : Commutateur de courant avec boucle de régulation en courant

Un prototype de 55kW permettant de prendre en compte la batterie comme un élément de récupération d'énergie a été fabriqué et testé [FY06] [USD08]. La photo de ce convertisseur est présentée figure I-10.



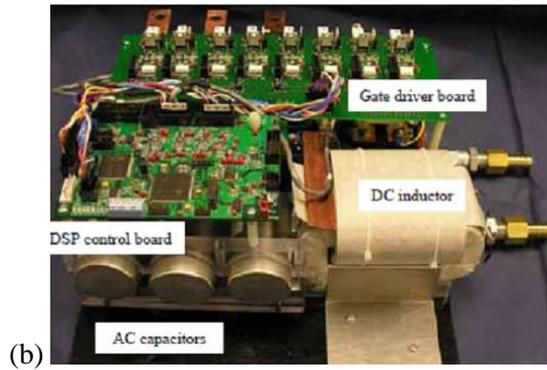


Figure I-10 : Prototype commutateur de courant [FY06] [USD08] (a) Vu avant (b) Vu arrière

Ce prototype illustre la diminution du THD sur les signaux de sortie du montage qui permettent de faire fonctionner le moteur avec une plus grande efficacité, de diminuer ses pertes et d'augmenter sa durée de vie.

Par rapport à l'onduleur de tension, le commutateur de courant présente les inconvénients suivants :

- La taille, le volume et le poids de l'inductance de lissage peuvent être relativement importants. En effet l'onduleur de tension possède des condensateurs avec des dimensions importantes mais le poids de ces condensateurs est relativement faible par rapport au poids du matériau magnétique et des conducteurs constituant une inductance.
- Une résonance peut se créer entre les condensateurs de filtrage et les inductances du moteur [WIE00].

3.1.3. Onduleur avec réseau d'impédance

Ce convertisseur introduit par F. Z. Peng en 2003 [PEN03] a pour but de régler les problèmes communs entre les onduleurs de tension et les commutateurs de courant :

- Ils fonctionnent soit en abaisseur (buck) soit en élévateur (boost) et ne peuvent pas assurer les deux modes. La tension de sortie du montage est soit plus petite, soit plus grande que la valeur de la tension de la source.
- Si l'application demande à la fois d'être abaisseur ou élévateur, il faut ajouter un étage de conversion additionnel pour réaliser ces conditions.
- L'onduleur de tension ne peut pas être utilisé en commutateur de courant et vice versa.

Pour pallier tous ces problèmes, un onduleur avec un réseau d'impédance (Z-inverter) permet d'adapter la tension de sortie de ce convertisseur qui peut prendre des valeurs comprises entre 0 et l'infini (en théorie) par rapport à la tension de la source. Donc le convertisseur fonctionne comme un onduleur abaisseur et élévateur. Le schéma de principe du convertisseur est présenté à la figure I-11.

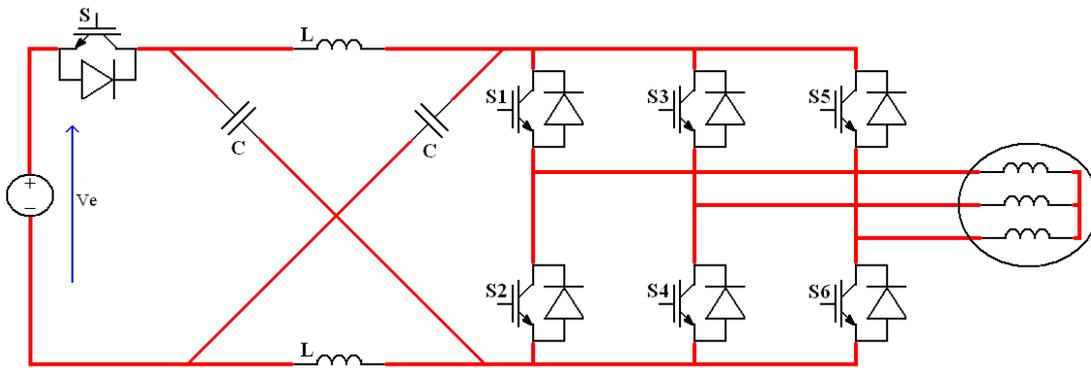


Figure I-11 : Onduleur avec réseau d'impédance

Pour un onduleur de tension classique, les condensateurs en entrée sont utilisés en tant qu'éléments de filtrage pour absorber le courant découpé à l'entrée de l'onduleur et limiter les ondulations de la source de tension. Pour les commutateurs de courant, l'inductance en entrée est un élément de stockage et de filtrage pour diminuer les ondulations de courant. Pour l'onduleur avec réseau d'impédance, l'ensemble LC ne peut pas jouer le rôle de filtre ; en effet, lors des phases de court-circuit, la diode d'entrée est bloquée et le courant d'entrée se trouve discontinu.

Le court-circuit d'un bras, strictement interdit pour un onduleur de tension, est utilisé sur l'onduleur à réseau d'impédance pour élever la tension. Lorsque la tension d'alimentation du convertisseur est assez élevée pour produire la tension de sortie désirée, les techniques traditionnelles de MLI peuvent être utilisées. Au contraire, si cette tension n'est pas suffisamment élevée, une commande MLI modifiée est nécessaire. Cette MLI modifiée inclut des courts-circuits de bras qui chargent les inductances et permet d'augmenter la tension de sortie, ceci revient à une stratégie de commande analogue à celle du commutateur de courant. La fiabilité de l'onduleur à réseau d'impédance est plus importante que l'onduleur classique car des phases de court-circuit sont tolérées sur les bras du convertisseur [PEN03].

Un prototype d'onduleur avec réseau d'impédance a été réalisé pour des applications dans les véhicules électriques [HAI08]. Ce prototype est présenté figure I-12.

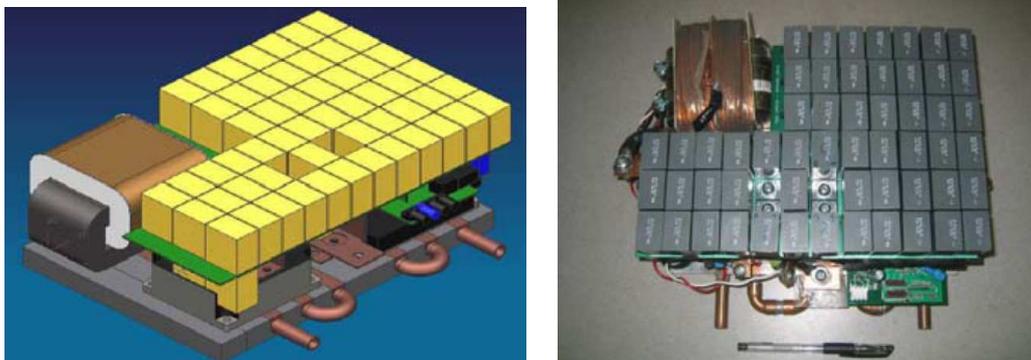


Figure I-12 : Prototype d'onduleur avec réseau d'impédance d'une puissance de 55kW [HAI08]

3.2. Convertisseurs multi niveaux

3.2.1. Topologies les plus courantes

Les structures multi niveaux sont des convertisseurs de puissance apparus au cours des deux dernières décennies [COR02] [PEN96] [FOC00] [ROD02]. Elles suscitent un certain intérêt dans le domaine de la recherche et du développement. Ce type de convertisseur a été conçu pour deux raisons :

- Ces structures sont basées sur une association en série d'interrupteurs de puissance, ils permettent donc de tenir des tensions de bus continues au-delà des tenues en tension des composants de puissance.
- Par ailleurs, ces convertisseurs produisent des ondes alternatives ayant une meilleure définition et se rapprochant au maximum d'une sinusoïde (voir figure I-13), avec un contenu harmonique plus faible que l'onduleur de tension classique, permettant ainsi de réduire les éléments de filtrage si l'application doit en disposer.

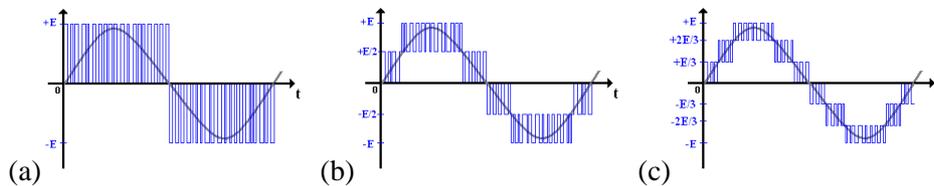


Figure I-13 : Signaux de sortie d'un onduleur multi niveaux (a) 3 (b) 5 (c) 7 Niveaux

Concernant la structure de ces convertisseurs, les topologies existantes sont nombreuses et variées. On peut trouver différentes topologies de convertisseurs multi niveaux qui mettent en œuvre des associations d'interrupteurs de différentes façons. En général on retrouve trois structures de conversion qui reviennent le plus souvent :

- Les structures à neutre clampé à diodes [SCH96] [WOO03] le plus souvent nommées NPC de l'acronyme anglais Neutral Point Clamped.
- Les structures à capacités flottantes [MEY92] [MEY02] nommées FC de l'acronyme Flying Capacitor.
- Les convertisseurs en cascade [MUR71] nommés CHB de l'acronyme Cascaded H-Bridge.

Les différentes topologies sont présentées figure 14 sur laquelle il est possible de voir l'agencement des interrupteurs de la structure pour un bras d'onduleur.

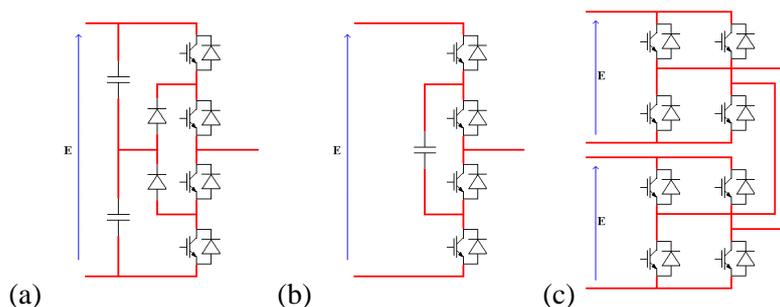


Figure I-14 : Bras d'onduleur multi niveaux : (a) NPC (b) FC (c) CHB

Les topologies multi niveaux résultent de la mise en série de composants. C'est ainsi qu'il a été possible d'obtenir plusieurs niveaux de tension à la sortie des convertisseurs, réduisant par la même occasion le dV lors des commutations. L'intérêt majeur de la structure est de diminuer la tenue en tension des composants ; cette tenue en tension est divisée par le nombre de composants mis en série. Chaque structure utilise une association particulière de ces composants. Les structures NPC et FC utilisent des diviseurs capacitifs pour maintenir les composants à des tensions inférieures à la tension d'alimentation. Tandis que pour les onduleurs en cascade, cette réduction de la tenue en tension des composants est réalisée avec des sources isolées.

Beaucoup de publications sur de nouvelles élaborations de topologies existent [HIN10] [NOG09]. Toutes font appel à des structures avec des associations différentes des composants mais gardent toujours le même intérêt, c'est-à-dire produire une tension avec une meilleure définition et diminuer la tenue en tension des composants de puissance. Les topologies proposées sont multiples ; celle qui retiendra notre attention dans un premier temps est celle des onduleurs multi niveaux hybrides ou asymétriques qui sont décrits dans la partie suivante.

3.2.2. Topologies hybrides

Plus le nombre de niveaux en sortie de l'onduleur est élevé et plus il faut augmenter le nombre d'interrupteurs de puissance à piloter. Ceci augmente la complexité de commande du convertisseur et accroît les probabilités de défaillances.

Afin d'obtenir plusieurs niveaux de tension en réduisant le nombre d'interrupteurs à commander, des structures associant plusieurs topologies de convertisseurs multi niveaux ont été élaborées [HIL99] [ROD02]. On parle alors de convertisseurs multi niveaux hybrides ou asymétriques qui résultent de la mise en série de convertisseurs avec des alimentations et/ou des topologies différentes (voir figure I-15).

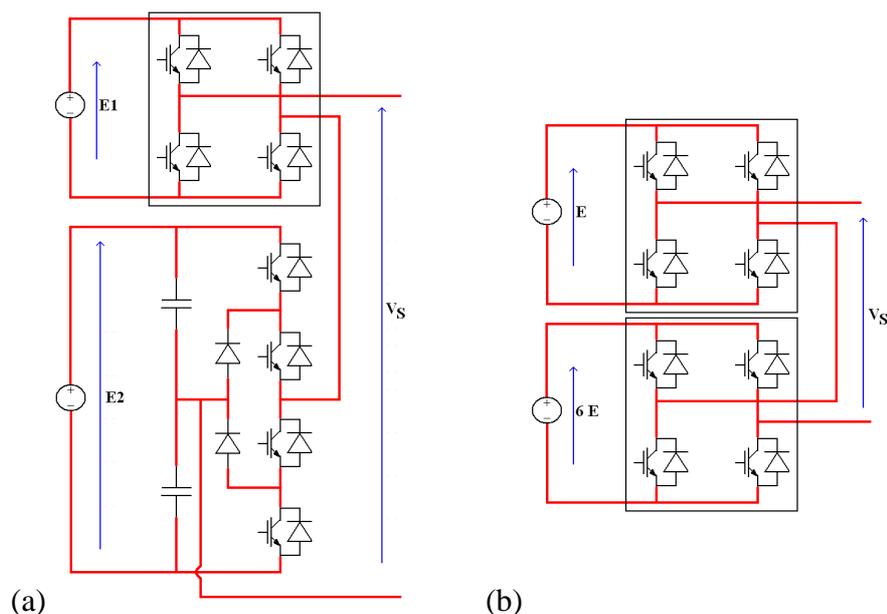


Figure I-15 : Multi niveaux hybride (a) association de topologies différentes (pont en H et NPC) (b) association de topologies identiques

4. Choix de la structure de conversion

4.1. Critère de l'application

Le choix d'une structure par rapport à une autre est largement discutable. Il serait possible d'énumérer les avantages, les inconvénients de chaque structure et de les comparer en fonction de l'application visée. Pour le sujet de thèse, le choix a été d'innover sur la structure d'électronique de puissance par rapport à ce qui est utilisé actuellement dans les véhicules AIXAM. La réflexion principale a été orientée vers les convertisseurs multi niveaux. Cependant, il faut utiliser un critère qui permette de faire le choix de la structure de puissance. Celui-ci peut être basé principalement sur la source d'alimentation disponible pour l'application.

Les structures des onduleurs multi niveaux font appel à des diviseurs capacitifs (cf. NPC et FC) ou des sources d'énergies isolées (cf. CHB) pour maintenir une tension appliquée sur les semiconducteurs inférieure à la tension d'alimentation. Dans les applications où l'on dispose de sources isolées telles que les piles à combustibles, les panneaux photovoltaïques ou les batteries, il est possible de choisir les structures de type CHB. Tandis que dans les applications avec une seule source d'alimentation comme dans la traction ferroviaire, il est nécessaire d'utiliser d'autres convertisseurs de puissance pour obtenir plusieurs sources. La nature de la source d'alimentation du convertisseur de puissance peut être un choix déterminant pour les onduleurs multi niveaux. La figure I-16 montre les orientations possibles pour le choix d'un convertisseur multi niveaux en fonction de la nature de son alimentation.

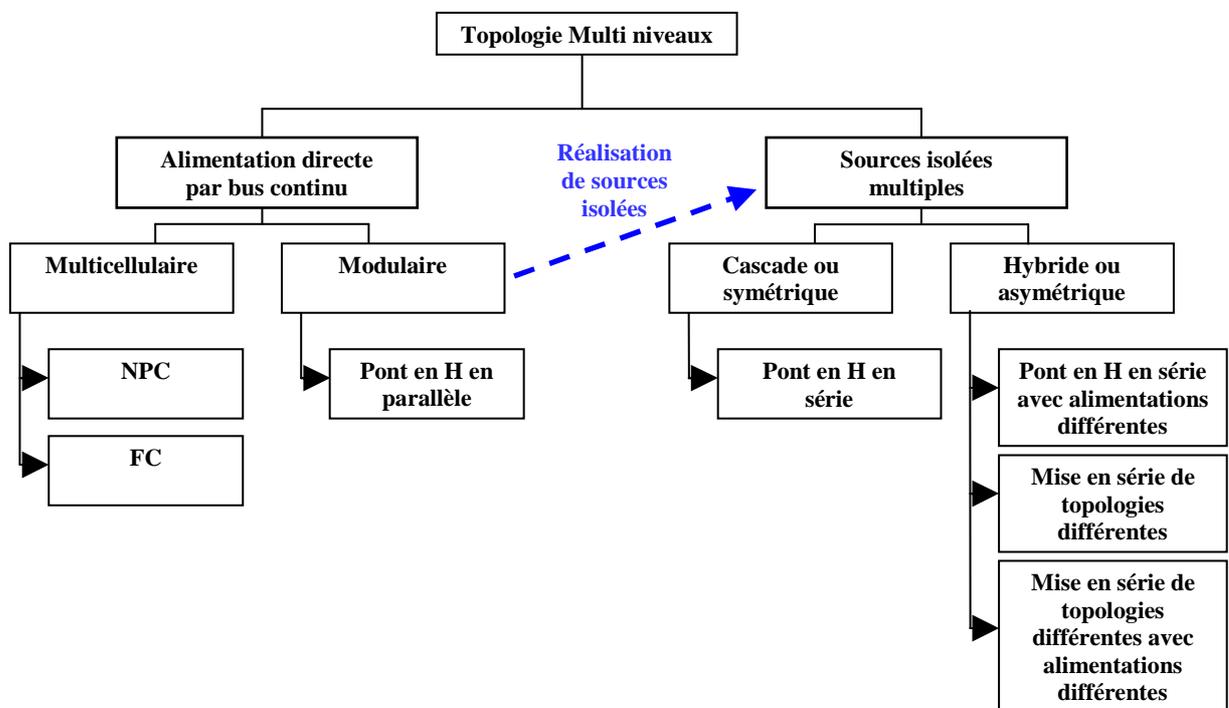


Figure I-16 : Orientation pour une structure multi niveaux en fonction de son alimentation

Un autre aspect qui pourrait être pris en compte est d'augmenter les fonctionnalités de l'application. La plupart du temps, la littérature fait un état des convertisseurs multi niveaux comme l'augmentation d'un nombre de composants dans les structures de conversion. L'augmentation de ce nombre d'interrupteurs vient augmenter la complexité et les risques de défaillance du montage. Mais ces d'interrupteurs supplémentaires donnent des degrés de liberté qui peuvent par exemple autoriser la marche dégradée et ainsi améliorer la maintenabilité du système [KOU10]. Dans [FRA08], la structure NPC est déclarée comme une structure dans laquelle la tolérance aux fautes est faible tandis que pour les onduleurs en cascade et les onduleurs à capacités flottantes, les degrés de liberté sont plus élevés. Il s'avère donc intéressant de mettre en adéquation le convertisseur de puissance avec la source de tension disponible.

4.2. Pack de batteries du véhicule

Le pack batteries d'un véhicule se compose d'accumulateurs élémentaires. Ce qui caractérise cette batterie élémentaire est son niveau de tension nominale et sa capacité à emmagasiner de l'énergie. Quelle que soit la technologie de la batterie employée, la capacité est très variable, les fabricants de batteries proposant de larges gammes de capacités. Pour la tension nominale de la batterie, celle ci dépend de sa technologie. La batterie plomb standard que l'on retrouve dans toutes les voitures thermiques pour le démarrage des véhicules et l'alimentation des accessoires a une tension nominale d'environ 12V (6 éléments de 2,1V). Concernant la technologie nickel cadmium, la tension nominale d'un élément est de 1,2V. Pour la technologie lithium, la cellule élémentaire a un niveau de tension nominale de 3,2V à 3,3V.

La chaîne de traction du véhicule fonctionne le plus souvent avec des tensions supérieures à 12V, 3,2V ou 1,2V. Afin d'atteindre les niveaux demandés pour l'application, il faut faire une mise en série de batteries élémentaires. Ensuite l'autonomie du véhicule est directement liée à l'énergie que l'on peut emmagasiner dans le pack de batteries. En fonction de la capacité nominale de la batterie élémentaire il faudra faire une association parallèle des batteries. Donc le pack d'un véhicule résulte d'une association série parallèle de batteries élémentaires. Pour des tensions et capacités nominales faibles d'une cellule élémentaire, le nombre de cellules pour réaliser un pack de batteries peut devenir très important. La figure I-17a montre une association série de batteries lithium et la figure I-17b une association de batteries nickel cadmium dans un véhicule électrique.

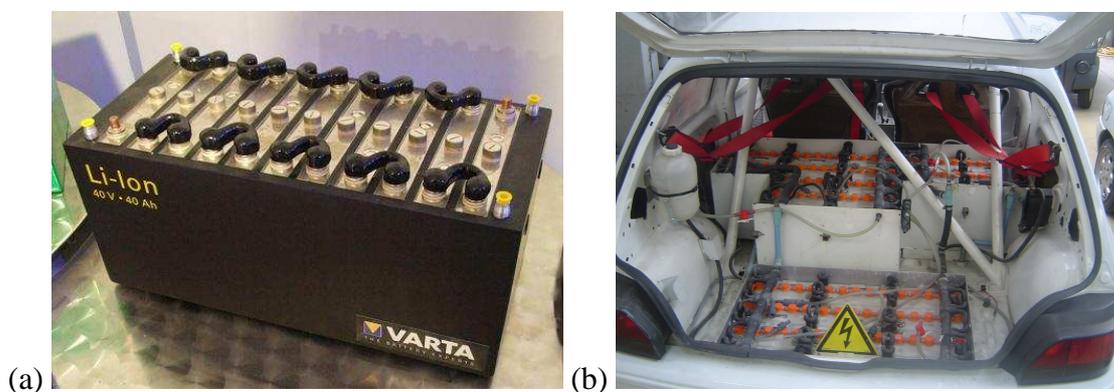


Figure I-17 : Réalisation d'un pack de batteries (a) lithium [VARTA] (b) nickel cadmium [C-VELEC]

La plupart du temps, le pack de batteries du véhicule possède une seule source d'alimentation. Il n'y a pas de contraintes particulières pour obtenir plusieurs sources isolées ou non. Il faut noter que l'association de batteries élémentaires dans un véhicule est un point faible ; celles-ci peuvent montrer des caractéristiques de fonctionnement et de vieillissement différentes. Les cycles de charge et décharge du pack de batteries peuvent conduire à une disparité entre les cellules qui le composent. Ceci conduit à des cellules élémentaires avec des états de charges déséquilibrés et diminue donc la capacité totale de stockage et la durée de vie du pack [KRE02] [KIM09]. Les performances et la durée de vie du pack sont donc dépendantes de l'élément le plus faible.

Afin de diminuer les problèmes de disparité au sein des cellules élémentaires d'un pack de batteries, des systèmes d'équilibrages sont utilisés, le nom le plus commun pour ces systèmes est BMS de l'acronyme en anglais Battery Management System [KUH05] [PAR09]. Ceux-ci surveillent l'état de charge de chaque cellule élémentaire et effectuent si nécessaire un équilibrage de celle-ci. Les BMS sont devenus incontournables pour les technologies des batteries lithium. Plus de détails seront donnés sur ces systèmes dans le chapitre IV.

4.3.Choix du convertisseur

Grâce à l'association série parallèle des cellules élémentaires du pack batteries, la source du véhicule peut donc être une source unique ou multiple. Toutes les structures multi niveaux peuvent être utilisées pour réaliser le convertisseur du véhicule. Nous orienterons notre choix vers une structure modulaire de la source, ceci permet de scinder le pack de batteries afin d'avoir la possibilité de le surveiller de façon plus fine et de détecter les phénomènes de disparité.

Si l'aspect modulaire est pris en compte, le choix de la topologie peut se porter sur des structures multi niveaux symétriques ou asymétriques. Les multi niveaux asymétriques font appel à des sources d'alimentations isolées avec des valeurs de tensions différentes. Cette asymétrie crée des contraintes différentes sur chaque convertisseur élémentaire de la structure de puissance. Cela peut conduire à des vieillissements non uniformes des différents convertisseurs.

Pour le véhicule électrique il serait plus intéressant de partir sur une topologie modulaire avec des modules et des tensions d'alimentation identiques. La structure qui semble la plus adaptée serait celle des convertisseurs en cascade avec une alimentation avec des sources isolées de même valeur. Cela conduit à avoir une structure de convertisseur uniforme dans laquelle l'aspect modulaire est élevé. L'entretien du pack de batteries du véhicule est simplifié en venant remplacer le ou les éléments défectueux du pack.

4.4.Onduleur en cascade pour le véhicule électrique

Les convertisseurs en cascade semblent être la structure la plus intéressante pour optimiser l'interface entre les batteries et le moteur. Son aspect modulaire et ses possibilités de fonctionnement en marche dégradée peuvent augmenter la durée de vie du véhicule [KOU10] [LEZ09]. Ce type d'onduleur a déjà été proposé pour des applications de traction dans les véhicules électriques [TOL99] et il est encore étudié. La figure I-18 présente la topologie des convertisseurs en cascade proposée.

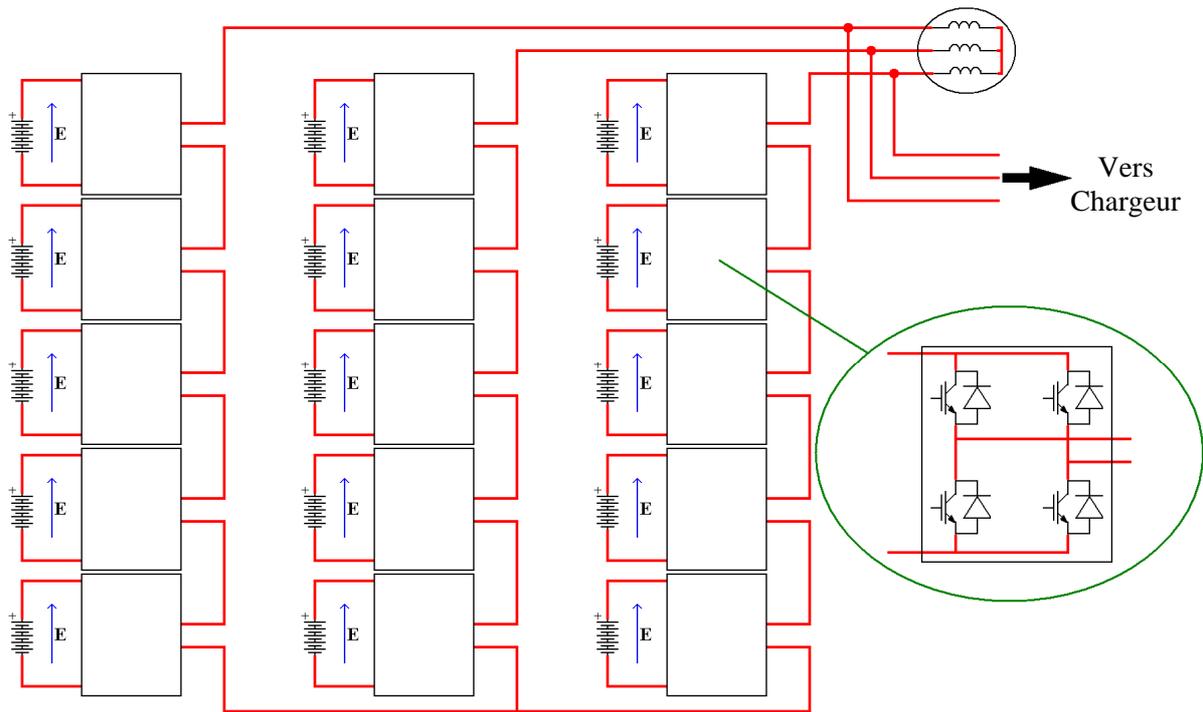


Figure I-18 : Schéma proposé par [TOL99]

Par rapport à un pack de batteries traditionnel qui dispose d'une seule source de tension pour alimenter le convertisseur de traction, l'introduction des convertisseurs en cascade nécessite de reprendre le câblage du pack de batteries. Le résultat est que la connexion série est faite par l'intermédiaire des onduleurs élémentaires de la structure convertisseur en cascade (voir figure I-19).

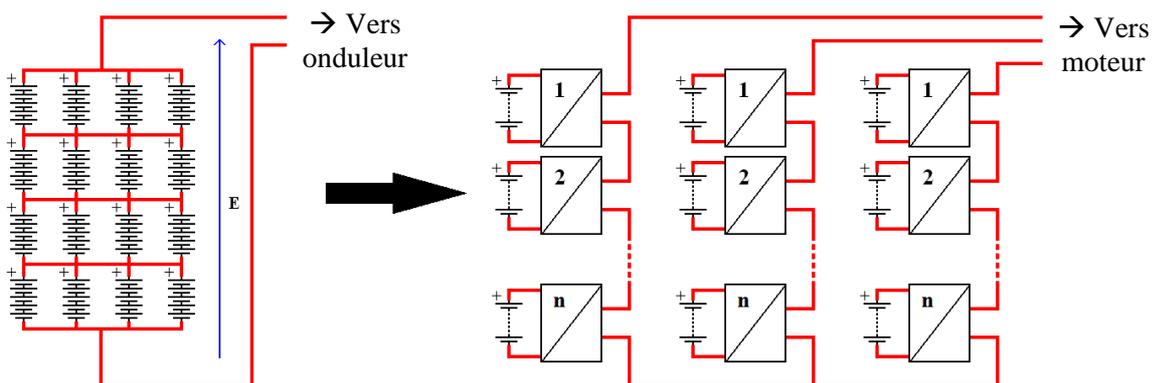


Figure I-19 : Intégration des convertisseurs en cascade dans un pack de batteries

Le nombre de convertisseurs à mettre en série peut être discuté. Une étude plus poussée de ce convertisseur sera faite au chapitre III pour essayer de déterminer le nombre de convertisseurs en série qui serait le mieux adapté à notre application.

Les onduleurs en cascade procurent un niveau de modularité élevée. Chaque convertisseur est similaire et peut être réalisé et testé indépendamment de la structure complète. D'autres avantages peuvent être vus au niveau du pack de batteries. Si un élément du pack est défaillant ou présente quelques faiblesses, le convertisseur peut continuer à fonctionner en marche dégradée en shuntant l'élément défaillant [LEZ09].

D'autres avantages de cette structure peuvent être mis en avant. Un de ces avantages est la diminution de la puissance que doit fournir l'onduleur élémentaire. En effet la puissance totale est divisée par le nombre de convertisseurs de la structure. La puissance d'un onduleur élémentaire est la formule suivante :

$$Puissance_onduleur_élémentaire = \frac{Puissance_totale}{Nb_de_convertisseur} \quad \text{I-Eq1}$$

Ainsi, la réalisation des convertisseurs en cascade peut donc être vue comme la réalisation d'un convertisseur élémentaire à puissance et tenue en tension faible. Ceci permet de réaliser plus facilement les convertisseurs et de les assembler pour atteindre le niveau de la puissance désirée pour l'application. De plus, grâce à la modularité des onduleurs en cascade, les opérations de maintenances seraient plus simples à réaliser.

Un autre aspect intéressant est la répartition des pertes au sein de la structure de puissance. Grâce à l'utilisation des convertisseurs en cascade, on peut s'attendre à une meilleure répartition des pertes de la structure de puissance. De ce fait, le refroidissement du convertisseur peut être réduit. On pourra sans doute passer d'une convection forcée à une convection naturelle pour venir évacuer les pertes du convertisseur.

5. Stratégie de commande des onduleurs multi niveaux

5.1.Stratégie de commandes pour les onduleurs en cascade

La commande des onduleurs multi niveaux fait appel à des techniques de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) pour commander les interrupteurs de puissance de la structure. Ces techniques sont basées sur une fréquence de commutation des interrupteurs de puissance suffisamment élevée par rapport à la fréquence maximale du signal de sortie souhaité. Dans la littérature, le rapport entre la fréquence de découpage et la fréquence de signal de sortie est appelé indice de modulation.

Dans [FRA08], toutes les techniques de modulation applicables pour les onduleurs multi niveaux sont présentées. Quelle que soit la stratégie de commande adoptée, l'objectif de ces commandes est d'agir sur la durée d'application des tensions positives et négatives appliquées aux bornes de la charge. Dans la suite de ce rapport, seule la MLI intersective que l'on peut appliquer pour les onduleurs multi niveaux en cascade sera présentée. Les méthodes de contrôle présentées sont habituellement une extension des techniques de modulation à deux niveaux utilisés dans les onduleurs de tension.

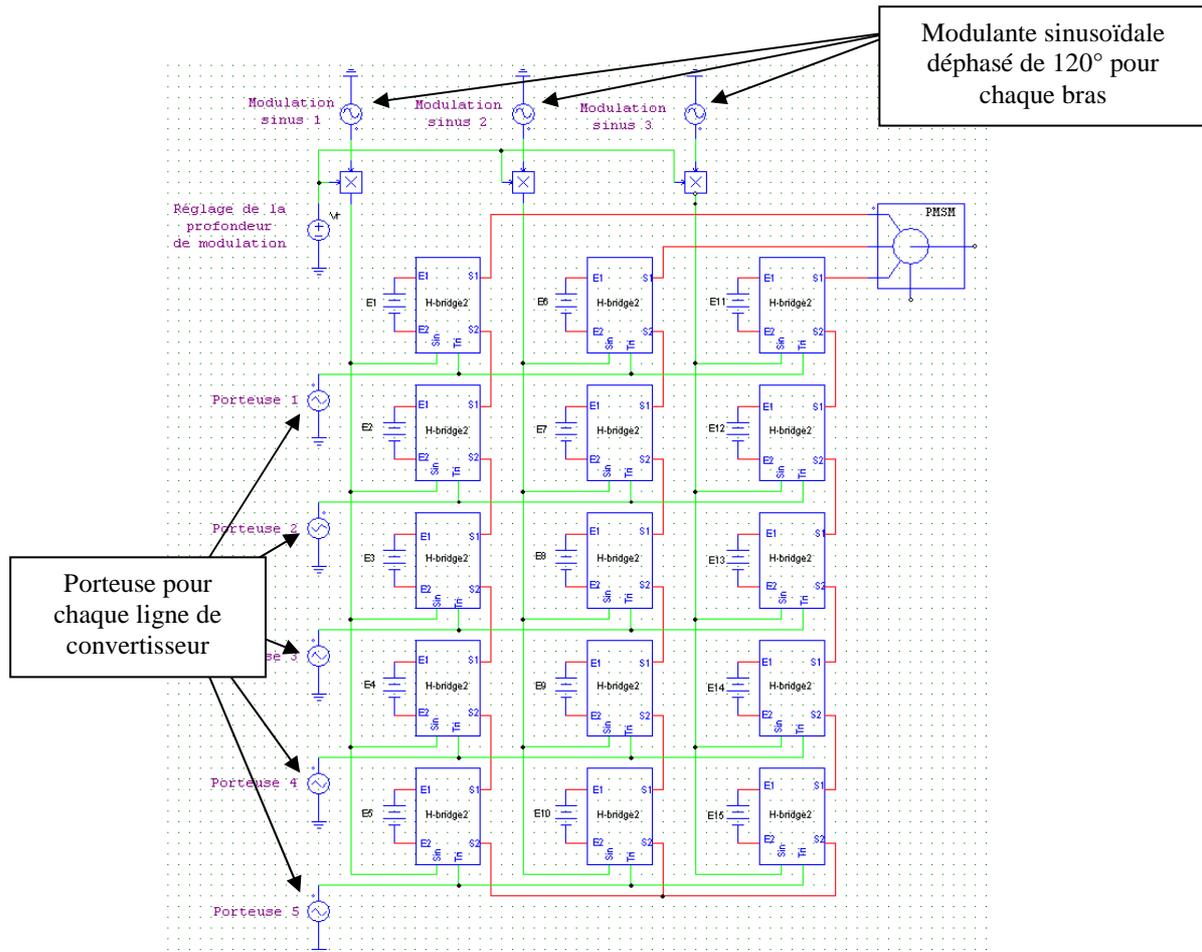


Figure I-20 : Schéma de l'onduleur cascade sous le logiciel PSIM

Chaque bras d'onduleur doit recevoir une modulateur et chaque ligne de convertisseur reçoit sa porteuse pour la comparaison. Les modulateurs à générer sont les mêmes que pour un onduleur classique, c'est-à-dire 3 modulateurs sinusoïdaux de même fréquence déphasés entre elles de 120° . Pour la génération des portuses, il est possible de trouver plusieurs techniques décrites dans [MCG02]. Pour un onduleur élémentaire, la porteuse triangulaire doit être comparée avec deux modulateurs sinusoïdaux, une modulateur pour un bras d'onduleur et une modulateur inverse pour l'autre bras. Chaque onduleur effectue de façon localisée une MLI unipolaire ce qui génère trois niveaux de tension à la sortie de l'onduleur. Concernant les techniques de modulation intersective, il est possible de retrouver dans [FRA08] la commande à décalage de niveaux (Level-Shift PWM (LS-PWM)) et à décalage de phases (Phase-Shift PWM (PS-PWM)).

5.1.1. Loi de commande à décalage de niveaux (LS-PWM)

La loi de commande à décalage de niveaux utilise des portuses de même amplitude et le plus généralement de même fréquence. Ces portuses ont des offsets différents qui permettent d'occuper toute l'amplitude de la modulateur. Plusieurs dispositions concernant le déphasage entre ces portuses sont possibles.

- Alternative Phase Opposition Disposition (APOD-PWM), ou chaque porteuse est déphasée de 180° par rapport aux porteuses qui sont adjacentes à elle.
- Phase Opposition Disposition (POD-PWM), les porteuses aux extrémités sont déphasées de 180° par rapport aux porteuses à l'intérieur.
- Phase Disposition (PD-PWM), ou toutes les porteuses sont en phase.

Il n'y a pas de grandes différences fondamentales sur ces 3 types de commandes. D'après [MCG00] la commande la plus performante est la stratégie PD-PWM car c'est elle qui produit les harmoniques les plus faibles sur la tension de sortie.

La représentation de la disposition des porteuses de la méthode PD-PWM pour l'onduleur en cascade avec cinq onduleurs en série est montrée figure I-21 (chaque porteuse est comparée à une petite partie de la sinusoïde).

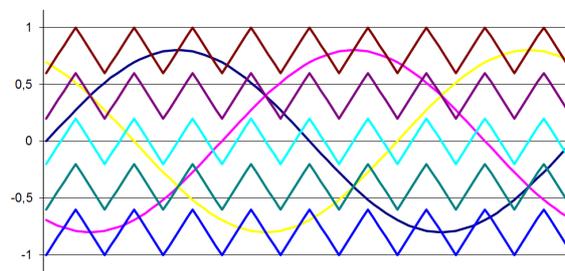


Figure I-21 : Méthode PD-PWM pour les onduleurs en cascade avec 5 onduleurs par phase

5.1.2. Loi de commande décalage de phases (PS-PWM)

Pour la loi de commande à décalage de phases, les porteuses pour chaque ligne de convertisseurs sont déphasées entre elles. Le déphasage des porteuses doit suivre la formule suivante :

$$Deph_{PORTEUSE} = \frac{180^\circ}{Nb_{ONDULEUS_PAR_PHASE}} \quad \text{I-Eq2}$$

La représentation de la comparaison d'une modulante par rapport aux porteuses est présentée sur la figure I-22. De même que pour la méthode PD-PWM, un indice de modulation a été choisi faible pour la clarté des signaux.

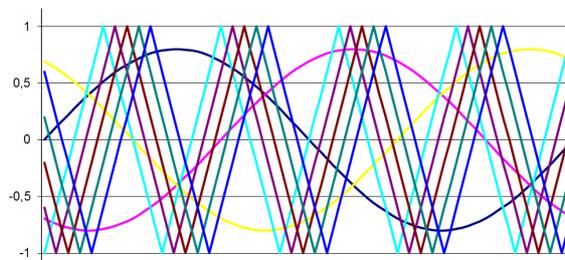


Figure I-22 : Méthode PS-PWM pour les onduleurs en cascade avec 5 onduleurs par phase

Pour les onduleurs en cascade, cette stratégie de commande est la plus répandue. Cette stratégie de commande augmente la fréquence de découpage apparente en sortie de la

structure de puissance. Cette fréquence de découpage en sortie du montage évolue avec la formule suivante :

$$F_{DECOUPEGE_SORTIE} = 2 \times F_{DECOUPEGE_INTERRUPTEUR} \times Nb_{CONVERTISSEURS} \quad \text{I-Eq3}$$

La fréquence de découpage en sortie de l'onduleur sera fixée à 20kHz afin que les composantes du spectre du signal de sortie ne soient pas audibles par l'oreille humaine. Si l'on souhaite garder une fréquence de découpage apparente du signal de sortie fixe, il est possible de diminuer la fréquence de découpage de chaque convertisseur en fonction du nombre de convertisseurs mis en série. Ceci permet de diminuer la fréquence des porteuses et donc de diminuer la fréquence de découpage des interrupteurs.

5.1.3. Contrainte en courant sur les sources d'alimentations

Afin de déduire la stratégie de commande qui serait la plus intéressante pour les onduleurs en cascade, il faut regarder les courants fournis par chaque source d'alimentation de chaque onduleur. La figure I-23 représente les courants fournis par les cinq sources d'alimentation des onduleurs présentés dans la partie 4.1 pour les méthodes PD-PWM et PS-PWM.

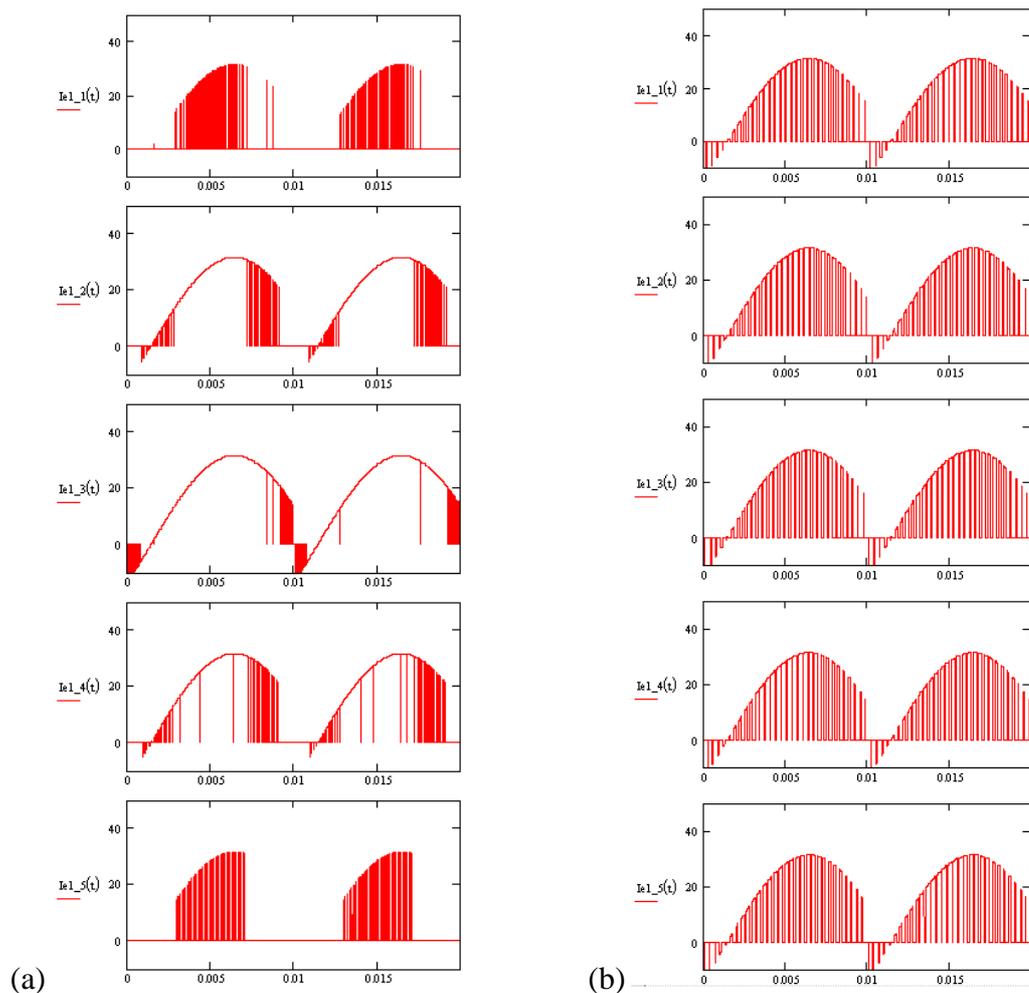


Figure I-23 : Courants fournis par les sources de l'onduleur en cascade en fonction de la stratégie de commande (a) PD-PWM (b) PS-PWM

Dans un premier temps, il est possible de remarquer que les contraintes en courant sont totalement différentes entre les deux stratégies de commande. Dans [FRA08], la technique de modulation PD-PWM pour les convertisseurs en cascade peut être utilisée mais est déconseillée dans le cas où l'application demande d'avoir des décharges uniformes au niveau des sources d'alimentation du convertisseur. Cette technique n'est pas avantageuse pour notre application car chaque élément de batterie subit un taux de décharge différent. Il serait donc nécessaire de permuter la position des porteuses à chaque période de la modulante afin que chaque élément de batterie du convertisseur entier soit déchargé de façon uniforme.

Pour la méthode PS-PWM, les courants fournis par chaque source du convertisseur sont identiques, il n'est donc pas nécessaire d'effectuer des rotations de porteuses afin d'avoir une décharge uniforme des batteries. Cette stratégie de modulation est donc la plus adaptée pour notre application.

5.2. Conclusion sur les stratégies de commande

Les générations des commandes pour les onduleurs en cascade ont été présentées. La stratégie de commande qui est la plus intéressante est la PS-PWM. Elle a pour avantage de diminuer la fréquence de découpage des interrupteurs. Elle permet par ailleurs d'avoir une décharge uniforme des batteries sans nécessiter une permutation des commandes des convertisseurs en cascades.

De plus, ce fonctionnement uniforme de chaque onduleur facilite le calcul des pertes dans les onduleurs. Comme il sera vu dans le chapitre suivant, les pertes dans le semi-conducteur de puissance sont fonction des courants efficaces et moyens le traversant. Pour les stratégies LS-PWM, le fonctionnement de chaque onduleur est différent. De ce fait chaque interrupteur de la structure voit une commande et des courants distincts. L'estimation des pertes nécessite des calculs différents pour chaque interrupteur, ce qui augmente la difficulté de déduire le rendement de la structure de puissance.

6. Conclusion

Les aspects du projet VELECTA et le sujet de thèse ont été définis, les innovations conceptuelles et technologiques envisagées pour le véhicule électrique étudié ont été présentées. Ces innovations utilisent les dernières technologies de pointe tels que les batteries lithium et les moteurs synchrones à aimants permanents, le but essentiel du projet étant d'augmenter les performances de la chaîne de traction.

Les structures d'électronique de puissance que l'on peut retrouver et envisager pour les convertisseurs dans les véhicules électriques ont été décrites. Des convertisseurs de puissance comme l'onduleur de tension, le commutateur de courant, l'onduleur à réseau d'impédance et les onduleurs multi niveaux ont été présentés.

Une des difficultés principales dans les véhicules est le stockage de l'énergie. Celui-ci présente des phénomènes de disparité entre les différentes cellules élémentaires constituant un pack de batteries. Ces problèmes peuvent venir dégrader les performances et l'autonomie du véhicule. La plupart des convertisseurs d'électronique de puissance ne prennent pas en compte les problèmes de déséquilibre. L'ajout de convertisseurs auxiliaires tels que les BMS est devenu incontournable pour la gestion et la protection des batteries lithium.

La volonté d'innover sur la conception de la chaîne de traction en associant de façon plus intime le convertisseur et les batteries du véhicule nous a conduits aux topologies de conversion multi niveaux. Les convertisseurs en cascade ont été mis en avant en démontrant l'aspect modulaire et les avantages qu'ils peuvent apporter pour une application composée de batteries élémentaires.

Chapitre II

Modélisation des pertes dans les composants actifs de puissance

Tables des matières

CHAPITRE II : MODELISATION DES PERTES DANS LES COMPOSANTS ACTIFS DE PUISSANCE

1. INTRODUCTION	53
2. CALCUL DES PERTES DANS LES ONDULEURS	54
2.1. PERTES ET RENDEMENT	54
2.2. CHOIX DES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE.....	55
3. TENSION D'ALIMENTATION DES CONVERTISSEURS DE PUISSANCE	56
3.1. AVANT PROPOS	56
3.2. RELATION ENTREE/SORTIE D'UN ONDULEUR A DEMI PONT	57
3.3. RELATION ENTREE/SORTIE D'UN ONDULEUR MONOPHASE	59
3.4. RELATION ENTREE/SORTIE D'UN ONDULEUR TRIPHASE	59
3.5. RELATION ENTREE/SORTIE DES CONVERTISSEURS EN CASCADE.....	60
3.5.1. Tension d'alimentation pour les convertisseurs en cascade en étoile	60
3.5.2. Tension d'alimentation pour les convertisseurs en cascade en triangle	61
3.5.3. Choix des tensions d'alimentation et tenue en tension des semi-conducteurs.....	61
4. MODELE DES PERTES	63
4.1. MODELE DE PERTES DANS LES IGBT	64
4.1.1. Pertes par conduction.....	65
4.1.2. Pertes par commutation.....	65
4.2. MODELE DE PERTES DANS LES MOSFET	65
4.2.1. Pertes par conduction.....	66
4.2.2. Pertes par commutation.....	66
4.3. MODELE DE PERTES DANS LES COOLMOS.....	68
4.3.1. Pertes par conduction.....	68
4.3.2. Pertes par commutation.....	68
4.4. MODELE DE PERTES DANS LES TRANSISTORS GAN	68
4.4.1. Pertes par conduction.....	69
4.4.2. Pertes par commutation.....	69
4.5. MODELE DE PERTES DANS LES DIODES	69
4.5.1. Pertes par conduction.....	69
4.5.2. Pertes par commutation.....	70
4.6. PERTES PAR PLATEAU MILLER LORS DE LA FERMETURE	70
4.6.1. Pertes dans la commande et pertes auxiliaires.....	71
4.7. CONCLUSION SUR LES PERTES.....	71
5. CALCUL DES PERTES DANS UN ONDULEUR MLI	72
5.1. SIGNAUX DANS LES INTERRUPTEURS DE PUISSANCE	72
5.2. APPLICATION MATLAB	73
5.3. VALIDATION EXPERIMENTALE	74
5.3.1. Réalisation d'un convertisseur	74
5.3.2. Mesures des rendements de l'onduleur	76
6. MODELES DES MOTEURS.....	78
7. CONCLUSION	81
4.2.2. Fonctionnement des convertisseurs en cascade en absorption sinusoïdale	137
4.2.3. Résultats simulation.....	138
4.3. CONCLUSION SUR LA RECHARGE DES BATTERIES.....	139

1. Introduction

Dans ce chapitre, le but essentiel est de définir les composants de puissances utilisables pour l'onduleur classique et les convertisseurs en cascade. Deux niveaux de tension pour la chaîne de traction sont étudiés, la Très Basse Tension (TBT) et la Basse Tension (BT). Les tensions d'alimentations pour l'onduleur triphasé et les convertisseurs en cascade doivent être définies afin de garantir les tensions préconisées pour les différents moteurs électriques associés.

Les niveaux de tension ainsi choisis vont permettre de connaître les contraintes en tension subies par les semi-conducteurs de puissance et déterminer ainsi leur tenue en tension. Celle-ci sera différente en fonction des convertisseurs étudiés et du niveau de tension de la chaîne de traction (TBT ou BT). En effet, en raison de leur connexion en série, les convertisseurs en cascade permettent de diminuer les contraintes en tension sur les transistors. De ce fait, ceci implique l'utilisation de semi-conducteurs de puissance de technologies différentes en fonction de la structure de puissance choisie et le niveau de tension mis en jeu dans la chaîne de traction. Les technologies des semi-conducteurs utilisables pour notre étude seront passées en revue.

Rappelons que l'un des principaux objectifs de cette thèse est d'établir un bilan énergétique de la chaîne de traction pour les différentes configurations de convertisseur étudié. Dans cette optique les modèles de pertes dans les transistors de puissance seront établis en fonction des technologies employées. Ces modèles seront utilisés par la suite pour calculer le rendement des structures de puissance. Ensuite dans une approche plus globale de la chaîne de traction (onduleurs + moteur), les pertes dans les moteurs étudiés seront présentées. La finalité est d'obtenir une cartographie des pertes du moteur et de l'onduleur afin d'effectuer un bilan énergétique de la chaîne de traction du véhicule pour un cycle de conduit donné.

2. Calcul des pertes dans les onduleurs

2.1. Pertes et rendement

Le but est d'établir les différentes pertes au sein d'un convertisseur de puissance, celles-ci sont générées à partir des éléments actifs et passifs du montage. Les éléments passifs sont les interrupteurs de puissance de la structure, les éléments passifs se composent généralement de composants de filtrage tels que les condensateurs et les inductances. Les onduleurs classiques sont réalisés généralement avec des interrupteurs de puissance et des condensateurs situés entre la source d'alimentation et les interrupteurs de puissance. D'autres éléments telles que les interconnexions entre les différents éléments du montage peuvent représenter des résistances de contact et engendrer des pertes supplémentaires au sein de la structure de puissance. Dans notre étude les pertes des condensateurs seront négligées en raison de leur faible influence par rapport aux interrupteurs de puissance. De même, les interconnexions seront supposées idéales et donc elles ne présentent aucune perte.

Afin de connaître l'efficacité d'une structure de conversion, on calcule le plus souvent son rendement. Celui-ci est défini par le rapport de la puissance utile fournie à la charge et la puissance absorbée sur la source d'alimentation. La différence entre ces deux puissances correspond aux pertes générées par le convertisseur de puissance.

Les pertes sont la conséquence de la non idéalité des semi-conducteurs de puissance (résistance à l'état passant, dynamique de commutation, fuites à l'état bloqué, ...) et des composants passifs (magnétiques, capacitifs, interconnexions). Les pertes instantanées sont données par le produit de la chute de tension $v(t)$ aux bornes du semi-conducteur et le courant $i(t)$ qui le traverse sur une période de découpage de l'interrupteur. Ces pertes se déterminent par l'équation II-Eq1 qui est l'intégrale du produit $v(t)$ et $i(t)$ sur une période de découpage.

$$P = \frac{1}{T_{dec}} \int_0^{T_{dec}} v(t) \times i(t) dt \quad \text{II-Eq1}$$

Ces pertes peuvent être distinguées en deux types de pertes pour leur modélisation au sein des semi-conducteurs de la structure d'électronique de puissance :

- Les pertes par conduction
- Les pertes par commutation

Le calcul des pertes est détaillé dans les parties suivantes de ce chapitre. L'amplitude de ces pertes est liée au semi-conducteur choisi et aux contraintes en courant et tension qui lui sont appliquées, ainsi que de l'environnement de commutation (commande – interconnexion). Plusieurs technologies de transistors existent dans le commerce. Le choix des technologies des semi-conducteurs de puissance est défini dans la partie suivante.

A l'échelle du fonctionnement d'un onduleur, on distingue pour l'évolution du courant, la Basse Fréquence (BF) et la Haute Fréquence (HF). Pour la BF, l'évolution du courant est sinusoïdale tandis que pour une période HF, on suppose que l'évolution de ce

courant est constant. Les pertes seront calculées sur une période HF, puis intégrées sur l'évolution du courant sur une BF fréquence pour connaître les pertes totales du montage.

2.2. Choix des semi-conducteurs de puissance

Les convertisseurs de puissance sont composés de semi-conducteurs qui en fonction de l'application (puissance apparente, tension commutée et fréquence de découpage) peuvent être de technologies différentes. La figure II-1 permet de positionner les technologies de semi-conducteur de puissance en fonction des caractéristiques d'une application.

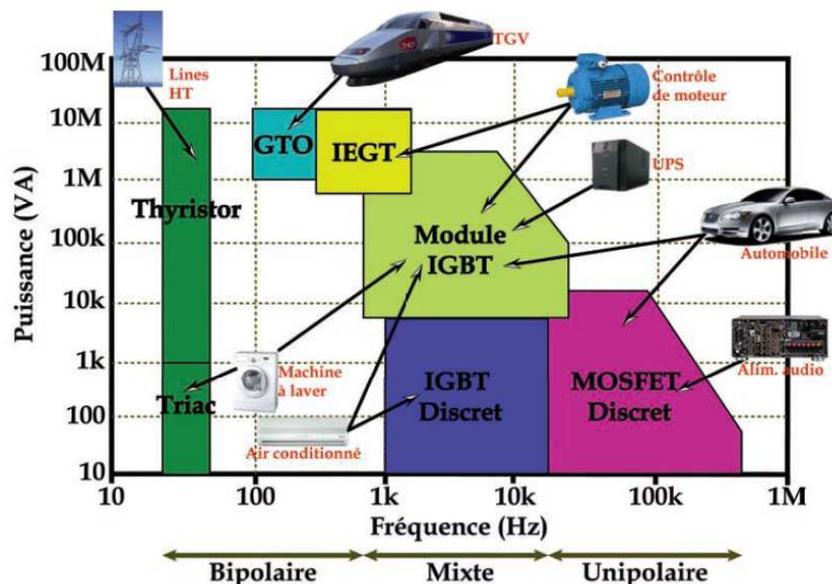


Figure II-1 : Application des semi-conducteurs de puissance [NAK08]

La chaîne de traction du véhicule sera étudiée pour deux niveaux de tension sur le moteur (46Veff et 184Veff) pour la même puissance active (environ 10kW). Selon la structure d'électronique de puissance choisie et le niveau de tension de la chaîne de traction, le choix technologique des interrupteurs sera différent, afin de garantir le plus possible un rendement optimal du convertisseur de puissance associé au moteur électrique ad hoc.

Les technologies des semi-conducteurs de puissance sont vastes, les plus courantes et les plus commercialisées pour les applications allant de la très basse tension à la moyenne tension sont les technologies IGBT et MOSFET. Les IGBT couvrent des gammes de tensions élevées (à partir de 600V), tandis que les technologies MOSFET couvrent des gammes de tensions plus faibles. De nombreux calibres en tension peuvent être retrouvés pour cette technologie.

Ces dernières années, de nouvelles technologies telles que la technologie CoolMOS sont apparues et ont été commercialisées. La tendance est d'utiliser de nouveaux matériaux pour remplacer le silicium utilisé dans les composants de puissance. Ceux-ci sont à large bande interdite (grand gap) tel le nitrure de gallium (GaN) [AL11] ou le carbure de Silicium (SiC). Ces dernières technologies offrent de meilleures performances et visent à remplacer les technologies des semi-conducteurs utilisées dans les applications actuelles.

Afin de connaître un peu plus les technologies employables pour notre application, il est nécessaire de connaître les caractéristiques de fonctionnement de la structure étudiée. Ainsi la partie suivante présentera les contraintes sur notre application et les technologies employables pour les convertisseurs en cascade seront présentées.

3. Tension d'alimentation des convertisseurs de puissance

3.1. Avant propos

Afin de connaître les contraintes que doivent supporter les interrupteurs de puissance, les tensions d'alimentation de l'onduleur de tension et les convertisseurs en cascade doivent être calculées. La chaîne de traction étudiée comportera deux niveaux de tension, la TBT et la BT. Comme expliqué dans la partie 2.3.3 du chapitre I, le projet VELECTA dispose de deux moteurs MSAP de 46Veff et 184Veff entre phases.

D'un point de vue de principe, l'onduleur de tension triphasé peut être considéré comme générateur de tension entre phases selon la figure II-2.

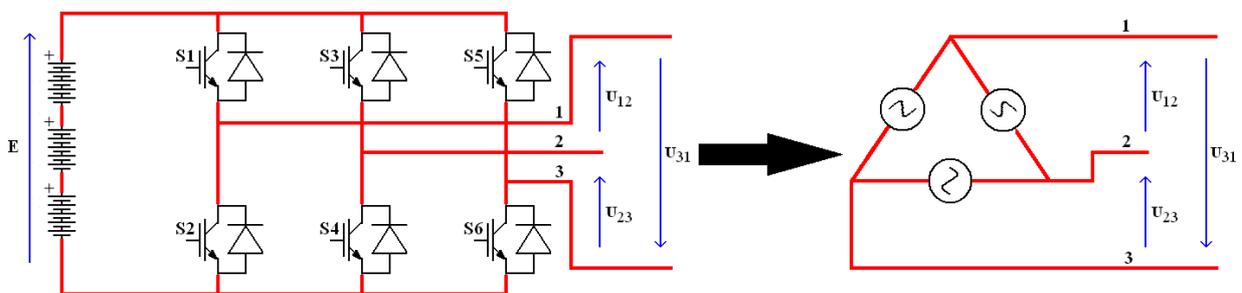


Figure II-2 : Onduleur de tension assimilé à un générateur de tension monté en triangle

Concernant les convertisseurs en cascade, la structure de ce type de convertisseur est le plus souvent présentée en étant connectée avec un point neutre artificiel pour réaliser un réseau triphasé. De part cette configuration, l'onduleur en cascade peut être assimilé comme un générateur de tension étoile comme montré sur la figure II-3.

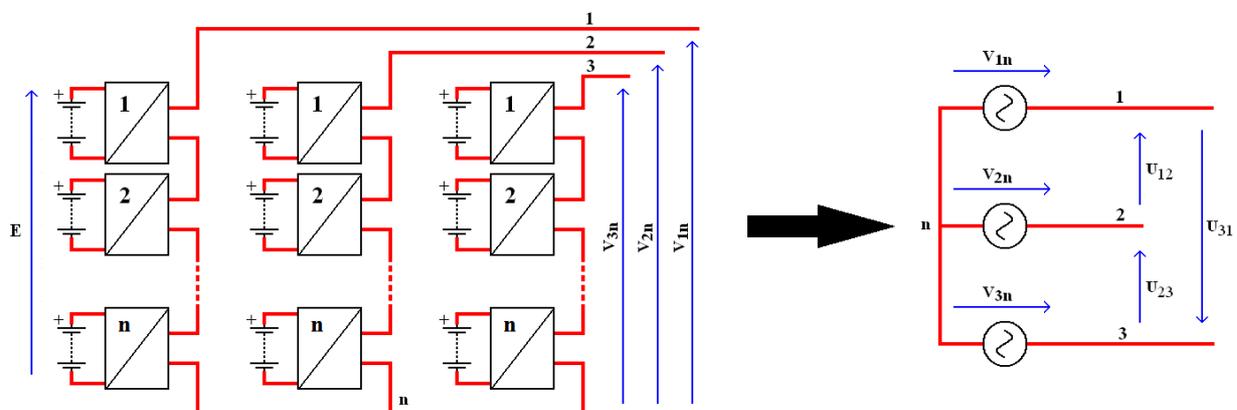


Figure II-3 : Convertisseurs en cascade assimilés à un générateur de tension monté en étoile

La connexion pour les convertisseurs en cascade peut être aussi réalisée en triangle [PEN95]. La connexion en triangle revient à considérer les convertisseurs en cascade comme un générateur de tension sinusoïdale similaire à l'onduleur de tension triphasé. Selon la configuration choisie (onduleur triphasé, convertisseurs en cascade étoile ou triangle), la tension d'alimentation des convertisseurs sera différente pour produire les mêmes valeurs de tension aux bornes du moteur. La valeur de cette tension d'alimentation est dépendante de la stratégie de commande adoptée pour le contrôle des convertisseurs. Dans notre étude, la commande choisie est celle de la commande MLI intersective (PS-PWM pour les convertisseurs en cascade). Le principe étant de comparer le signal que l'on veut synthétiser appelé modulante, avec une porteuse dont la fréquence représente la fréquence de découpage des convertisseurs. Les signaux de commande issus de cette comparaison sont dédiés pour commander de façon complémentaire, les interrupteurs de puissance d'un bras de l'onduleur.

L'onduleur de tension et les convertisseurs en cascade sont des structures qui sont formées de bras d'onduleurs. Afin de généraliser le fonctionnement des structures, nous allons expliquer les signaux de base sur un onduleur à demi pont. La relation entre la tension efficace à la sortie et la tension d'alimentation sera expliquée pour ce type structure. Ensuite, la relation sera étendue pour les convertisseurs étudiés afin de connaître les tensions d'alimentation minimales à adopter pour garantir les tensions nécessaires pour les moteurs.

3.2.Relation entrée/sortie d'un onduleur à demi pont

La figure II-4 rappelle le schéma de l'onduleur monophasé à demi pont et les notations qui sont utilisées pour illustrer notre étude.

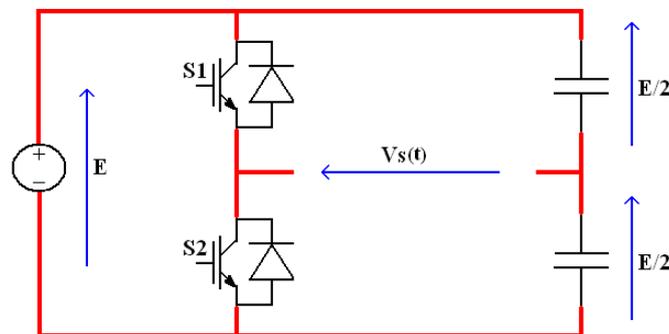


Figure II-4 : Onduleur à demi pont

En commandant l'interrupteur $S1$ ou l'interrupteur $S2$, la sortie de l'onduleur peut prendre pour valeur continue $E/2$ et $-E/2$. Les deux interrupteurs du bras sont pilotés de façon complémentaire afin de ne pas court-circuiter la source d'alimentation de l'onduleur. Afin d'obtenir une tension alternative, le principe de commande de la MLI intersective cherche à approximer une tension sinusoïdale en faisant varier la valeur moyenne de la tension de sortie sinusoïdalement. Les instants de commutation de l'interrupteur $S1$ et de son complément $S2$ sont déterminés par les intersections de l'onde que l'on cherche à synthétiser (sinusoïdale) avec la porteuse. On notera α la valeur du rapport cyclique pour une période haute fréquence du signal de sortie $V_S(t)$. De même, on désignera r la profondeur de modulation qui représente le rapport entre l'amplitude maximale du signal modulant sur l'amplitude maximale de la porteuse. Cet indice de modulation représente aussi le rapport d'amplitude entre la tension maximale que peut atteindre la tension de sortie de l'onduleur sur la tension d'alimentation de

l'onduleur (divisée par 2 pour l'onduleur demi-pont). Son expression est donnée à la relation suivante :

$$r = \frac{V_M}{E/2} \quad \text{II-Eq2}$$

La figure II-5 représente le principe de commande et le signal obtenu à la sortie de l'onduleur monophasé.

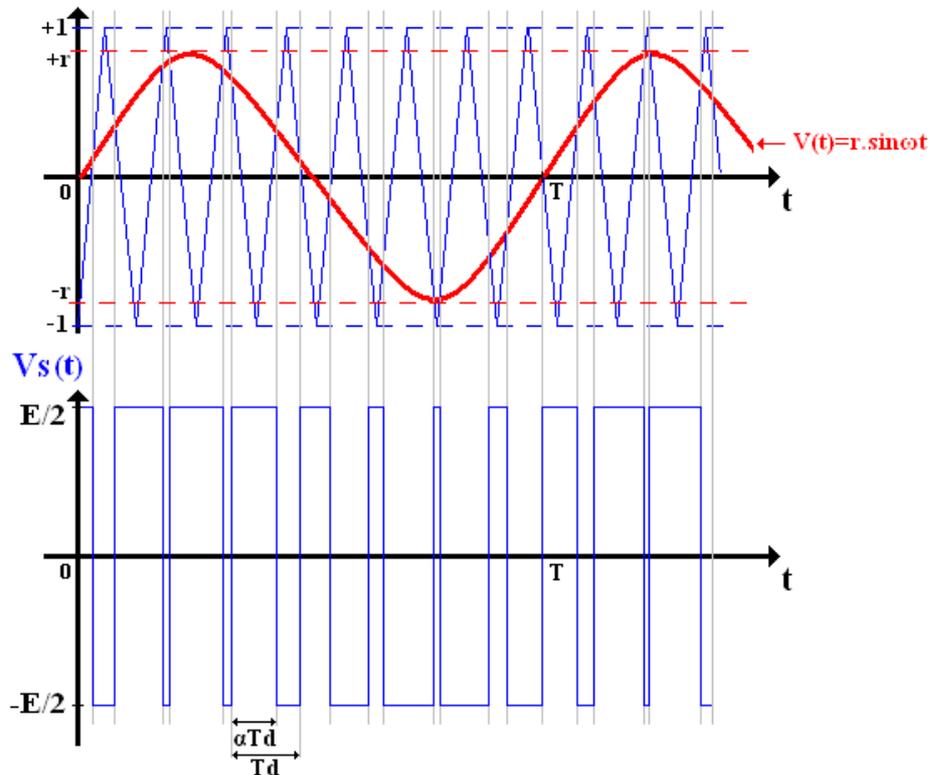


Figure II-5 : Signaux caractéristiques de commande et de sortie d'un onduleur demi pont

La tension de sortie prend deux niveaux de tension $+E/2$ et $-E/2$. Si on considère une période de découpage, soit une période haute fréquence, la valeur moyenne de la tension pour cette période correspond à la relation suivante :

$$\langle V_S \rangle_{HF} = (2 \cdot \alpha - 1) \cdot \frac{E}{2} \quad \text{II-Eq3}$$

On notera que le signal de sortie ne peut prendre que pour valeur maximale $V_M = E/2$. La composante fondamentale basse fréquence de ce signal que l'on cherche à obtenir à la sortie de l'onduleur sera de la forme :

$$V_S(\theta) = V_M \cdot \sin(\omega t) = r \cdot \frac{E}{2} \cdot \sin(\omega t) \quad \text{II-Eq4}$$

La tension efficace en fonction de la tension d'alimentation E et l'indice de modulation r est présentée par la formule suivante :

$$V_{S_{eff}} = r \cdot \frac{E}{2 \cdot \sqrt{2}} \quad \text{II-Eq5}$$

A partir de l'équation II-Eq5 il est donc possible de déduire facilement la tension d'alimentation E pour obtenir la valeur efficace voulue à la sortie de l'onduleur.

3.3.Relation entrée/sortie d'un onduleur monophasé

Les convertisseurs en cascade sont composés d'onduleurs monophasés. Cette partie établit la relation entre la tension efficace de l'onduleur par rapport à sa tension d'alimentation. Un onduleur monophasé est composé de deux bras d'onduleur. Dans la littérature il est possible de retrouver deux types de commande MLI, la commande MLI bipolaire (deux niveaux $+E$ et $-E$) et la commande MLI unipolaire (trois niveaux $+E$, 0 et $-E$). La commande bipolaire reste sur le principe de la comparaison d'un signal modulant avec une porteuse. Les interrupteurs de la structure sont diagonalement commandés afin de produire au niveau de la sortie soit la tension $+E$ ou $-E$. Pour la commande unipolaire, les interrupteurs d'une même diagonale ne commutent plus simultanément. L'un des bras utilise un signal de modulation tandis que l'autre utilise un signal de modulation opposé. Par comparaison on se retrouve donc avec une tension de sortie avec 3 niveaux de tension $+E$, 0 et $-E$. En termes de qualité d'onde générée par l'onduleur, la MLI unipolaire est plus intéressante à utiliser [FOR98].

Par rapport à un onduleur demi-pont, la tension de sortie pour un onduleur à pont complet pour une commande de type MLI bipolaire peut prendre pour valeur $+E$ et $-E$. Ainsi la composante basse fréquence que l'on obtient à la sortie de l'onduleur est la suivante :

$$V_S(\theta) = V_M \cdot \sin(\omega t) = r \cdot E \cdot \sin(\omega t) \quad \text{II-Eq6}$$

La tension efficace en fonction de la tension d'alimentation E et l'indice de modulation r est donc établie par la formule suivante.

$$V_{S_{eff}} = r \cdot \frac{E}{\sqrt{2}} \quad \text{II-Eq7}$$

3.4.Relation entrée/sortie d'un onduleur triphasé

Dans le cas de l'onduleur triphasé, on dispose de 3 bras d'onduleur. De par le principe de la MLI, la commande des 3 bras est réalisée par la comparaison de 3 modulantes par rapport à la porteuse. Ces 3 modulantes sont déphasées les unes par rapport aux autres de 120° . La tension simple pour un bras d'onduleur correspond à la tension produite par un onduleur demi pont. Afin d'obtenir la tension composée entre deux bras de l'onduleur on multiplie l'équation II-Eq5 par un facteur $\sqrt{3}$.

Donc la relation entre la tension efficace entre deux bras d'onduleur en fonction de la tension d'alimentation E et l'indice de modulation r est la suivante :

$$U_{s_{eff}} = r \cdot \frac{E}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot \sqrt{3} \quad \text{II-Eq8}$$

A partir de l'équation II-Eq8 il est donc possible de déduire facilement la tension d'alimentation E pour garantir les valeurs des tensions efficaces pour alimenter les moteurs. Ainsi on pourra connaître la tension minimale à adopter pour alimenter l'onduleur de tension.

3.5.Relation entrée/sortie des convertisseurs en cascade

Les convertisseurs en cascade se composent de convertisseurs élémentaires mis en série pour réaliser une onde alternative. La technique de commande PS-PWM agit seulement sur le déphasage des porteuses. Le signal sinusoïdal que l'on cherche à synthétiser en sortie de l'onduleur reste le même quel que soit le nombre de convertisseurs mis en série. D'un point de vue de principe, un bras des convertisseurs en cascade peut être assimilé à une seule source de tension. On notera E la tension d'alimentation totale pour un bras de l'onduleur. Celle-ci sera répartie sur les onduleurs élémentaires d'un bras d'onduleurs. De par leur structure, les convertisseurs en cascade utilisent l'onduleur monophasé comme convertisseur élémentaire. Le choix de la connexion, que l'on peut aussi appeler couplage de ces onduleurs élémentaires, peut se faire en étoile ou en triangle. Ce choix va changer la manière de produire la tension efficace entre phases pour le moteur. Cependant quel que soit le choix du couplage, il est possible de connaître aisément la relation entre la tension de sortie pour un onduleur élémentaire et de sa tension d'alimentation. La relation qui a été établie à l'équation II-Eq7 va permettre de déterminer la tension d'alimentation à appliquer pour chacun des convertisseurs en cascade quel que soit le couplage choisi.

3.5.1. Tension d'alimentation pour les convertisseurs en cascade en étoile

Les convertisseurs en cascade montés en étoile sont représentés sur la figure II-6.

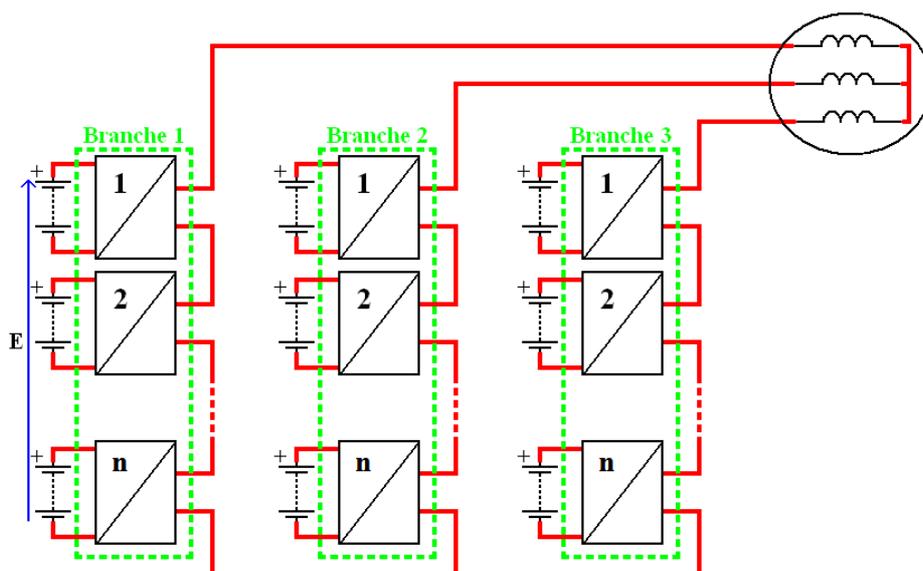


Figure II-6 : Convertisseurs en cascade montés en étoile

La tension produite par une branche de l'onduleur est une tension simple ; pour retrouver la tension de sortie de l'onduleur, c'est-à-dire entre deux phases du convertisseur on multipliera la tension simple par un facteur $\sqrt{3}$. En utilisant une commande de type MLI intersective, on peut retrouver la relation entre la tension efficace de l'onduleur et la tension d'alimentation à partir de la relation suivante :

$$U_{s_{eff}} = r \cdot \frac{E}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{3} \quad \text{II-Eq9}$$

3.5.2. Tension d'alimentation pour les convertisseurs en cascade en triangle

Les convertisseurs en cascade montés en triangle sont représentés sur la figure II-7.

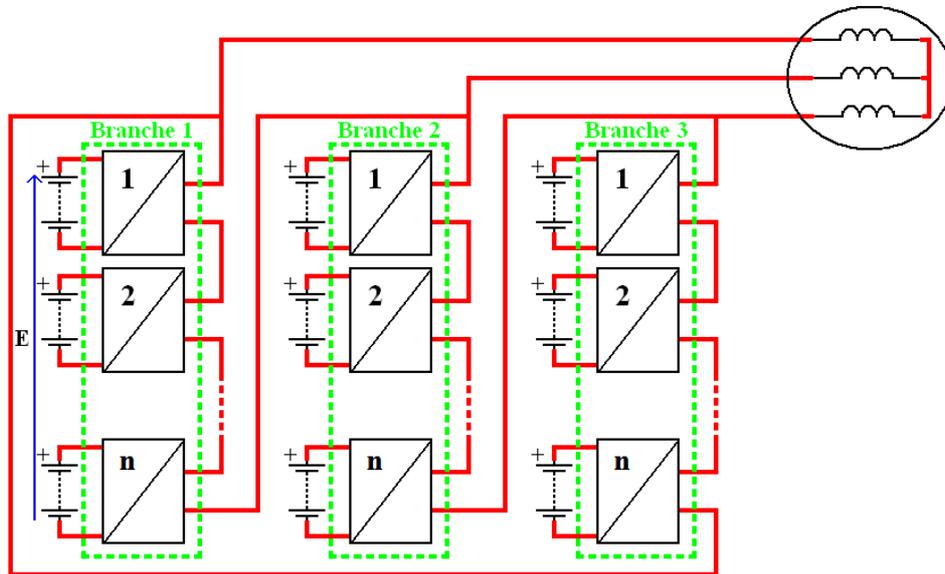


Figure II-7 : Convertisseurs en cascade montés en triangle

Pour les convertisseurs en cascade câblés en triangle, la génération des tensions composées se fait directement par les onduleurs d'une branche. De ce fait la tension efficace entre phases sera égale à la tension simple d'une branche du convertisseur. Donc l'équation II-Eq7 représente la relation entre la tension de sortie du convertisseur et de sa tension d'alimentation.

3.5.3. Choix des tensions d'alimentation et tenue en tension des semi-conducteurs

Les équations II-Eq7, II-Eq8 et II-Eq9 permettent de connaître la tension minimale à adopter pour la source de tension continue pour obtenir 46V_{eff} et 184V_{eff} entre phases pour les moteurs étudiés. L'évolution de la tension d'alimentation E en fonction de la tension efficace du moteur pour les onduleurs étudiés est présentée sur la figure II-8.

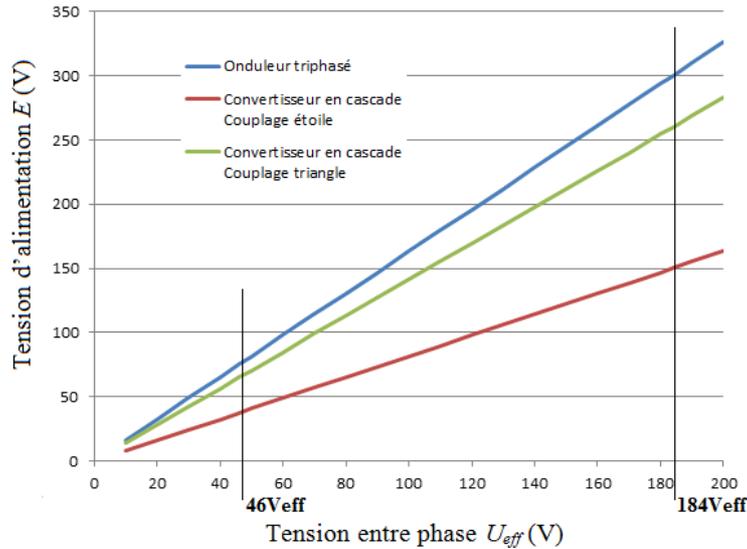


Figure II-8 : Tension d’alimentation des onduleurs étudiés pour différents niveaux de tension entre phases pour les moteurs TBT et BT ($r = 1$)

Pour produire une même valeur de la tension efficace, il est possible de remarquer que les convertisseurs en cascade nécessitent d’avoir une tension d’alimentation plus faible par rapport à l’onduleur de tension triphasé. On peut même noter une diminution d’un facteur deux sur cette tension d’alimentation entre les convertisseurs en cascade couplés en étoile et l’onduleur de tension triphasé. Comme cela va être étudié dans le paragraphe la partie 4 de ce chapitre, les pertes par commutation dans les interrupteurs de puissance sont directement proportionnelles à la tension qu’ils supportent. La configuration retenue pour l’étude des convertisseurs en cascade sera le couplage étoile car elle nécessite une tension d’alimentation faible ce qui revient à diminuer les contraintes en tension sur les interrupteurs de puissance. Le tableau suivant présente les tensions d’alimentation requises pour le moteur TBT et BT pour une profondeur de modulation r égal à 1.

	TBT ($U_{eff} = 46V_{eff}$)	BT ($U_{eff} = 184V_{eff}$)
Onduleur triphasé	$E = U_{eff} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{r} = 75V$	$E = U_{eff} \cdot \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{r} = 300V$
Convertisseur en cascade (étoile)	$E = U_{eff} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{r} = 37V$	$E = U_{eff} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{r} = 150V$
Convertisseur en cascade (triangle)	$E = U_{eff} \cdot \frac{\sqrt{2}}{r} = 65V$	$E = U_{eff} \cdot \frac{\sqrt{2}}{r} = 260V$

Dans la pratique il sera sans doute indispensable de prendre une marge de sécurité sur les tensions d’alimentations des convertisseurs. On pourra calculer à nouveau ces tensions en fixant par exemple une profondeur de modulation r égale à 0,8. Ainsi il sera toujours possible d’assurer les valeurs efficaces des moteurs TBT et BT en cas de fluctuation des paramètres.

La tenue en tension maximale que devra supporter les composants de puissance sera au maximum de 300V pour l'onduleur triphasé en TBT (avec une profondeur de modulation r égal à 1). Pour les convertisseurs en cascade, la tension continue est répartie uniformément sur chaque onduleur d'une branche du convertisseur. Ainsi la valeur de la tension à l'entrée de chaque onduleur suivra la relation suivante :

$$U_{\text{Onduleur}} = \frac{E}{Nb_{\text{Onduleurs_en_série}}} \quad \text{II-Eq10}$$

Les tenues en tension que doivent supporter les interrupteurs de puissance sont donc variables. Un coefficient de sécurité sera pris entre la tension que supporte réellement le composant et la tension maximale admissible par le composant. Pour notre étude le coefficient de sécurité sera fixé à 2. Une étude plus détaillée reste nécessaire pour confirmer et moduler ce coefficient de sécurité, selon les dynamiques de commutations souhaitées, les circuits de commande, les modes d'assemblage de chaque cellule de commutation.

Afin de garantir la tenue en tension des semi-conducteurs de la structure, la gamme des composants étudiés couvrira la plage de tension de 600V jusqu'à des tensions très faibles. Surtout si le nombre d'onduleurs en cascade par phase est très important, il pourra y avoir un saut technologique entre les structures, en autorisant des calibres en tension faibles pour les composants de puissance. On retrouve de nombreuses technologies d'interrupteurs utilisables pour notre application telles que les technologies IGBT, MOSFET, CoolMOS et eFet GaN. Ce type de semi-conducteur correspond au domaine de tension qui sera nécessaire pour les convertisseurs, ces technologies seront donc étudiées. Afin d'estimer les rendements des structures de puissance, donc de connaître les pertes dans les composants de puissance, il est indispensable de décrire les modèles de pertes qui seront employés pour notre étude. La suite de ce chapitre déterminera les modèles utilisés pour les différentes technologies qui seront employées pour notre étude.

4. Modèle des pertes

Dans les convertisseurs de puissance, les semi-conducteurs fonctionnent comme des interrupteurs. On peut distinguer l'état conducteur, l'état bloqué et les commutations entre ces deux états. A chaque état, des pertes dans le composant sont générées. Les pertes totales ainsi générées au sein du composant se composent de pertes par conduction et par commutation et de pertes dans l'électronique de commande. La figure II-9 présente les catégories de pertes dans un interrupteur de puissance utilisé comme interrupteur.

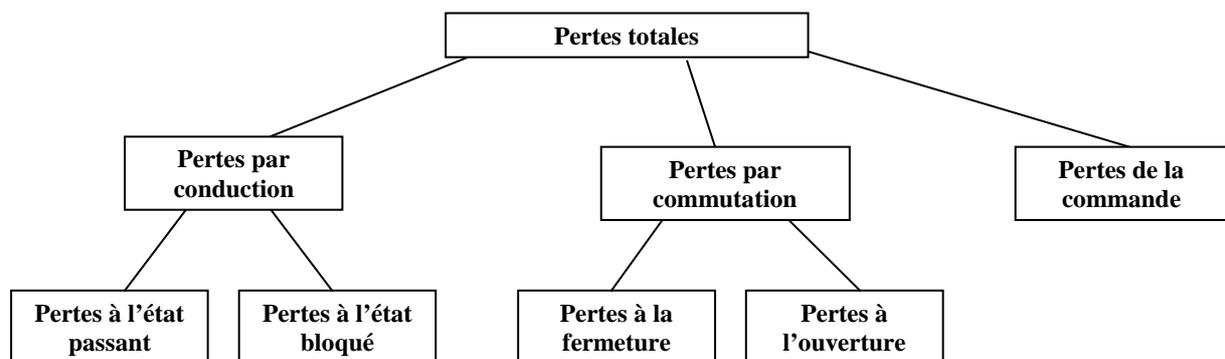


Figure II-9 : Catégorie de pertes dans les interrupteurs de puissance

Les pertes à l'état bloqué sont faibles devant les autres pertes dans les interrupteurs de puissance et seront négligées dans le calcul des pertes totales. Le modèle des pertes pour les technologies IGBT, MOSFET, CoolMOS et GaN va être présenté en distinguant les pertes par conduction et par commutation.

Le nombre de composants commercialisés est important et ceux-ci présentent tous des caractéristiques statiques et dynamiques différentes. La plupart de ces informations peuvent être retrouvées dans les données constructeurs. Cependant ces informations ne sont pas complètes et le plus souvent mal adaptées à l'application dans laquelle les composants sont utilisés. Il est donc nécessaire de connaître les modèles de pertes dans les composants avec leurs caractéristiques disponibles dans les données constructeurs. La température de fonctionnement des convertisseurs est un élément à prendre en compte. La plupart des constructeurs fournissent les caractéristiques de leurs composants pour une température de jonction du silicium à 25°C, 125°C, voire même à 150°C. Dans notre étude on choisira de se mettre dans le pire des cas. C'est-à-dire que l'on fixera une température de jonction du silicium/GaN constante de 125°C pour estimer les pertes dans les semi conducteurs.

Les interrupteurs de puissance sont rarement utilisés seuls, ils sont souvent associés avec d'autres interrupteurs au sein d'une cellule qui constitue une brique élémentaire au sein des convertisseurs d'électronique de puissance. Cette association s'appelle la cellule de commutation qui réalise une interconnexion entre une source de tension et une source de courant. Les caractéristiques dynamiques et statiques des composants de puissances suivent les règles de cette cellule de commutation. Les modèles de pertes ainsi étudiés seront ceux d'une cellule de commutation classique [DAN06] [LEF04]. De nombreux paramètres doivent être pris en compte dans le calcul des pertes des interrupteurs dans la cellule de commutation, en fonction du mode de refroidissement, des inductances parasites et internes au packaging, des capacités du driver, des surtensions et surintensités tolérées, des caractéristiques des semi-conducteurs ainsi que la gestion des phases de temps mort [NGU11] [BAL08] [BOG03]. Ce travail nécessite un effort conséquent de modélisation, et peut être conduit par la simulation Spice ou élément finis, à l'image des travaux effectués dans le laboratoire G2Elab [AUB99]. Néanmoins, cette approche reste lourde et très difficile à mettre en œuvre dans une démarche d'optimisation multi objectifs, d'un système fortement contraint et implicite [NGU11]. Dans notre approche, nous proposons des modèles simplifiés classiques, permettant de faciliter le pré dimensionnement, tout en considérant les phénomènes clés. De nombreuses documentations pour les technologies étudiées ont été collectées afin d'obtenir une base de données importante. Celle-ci rassemble toutes les données nécessaires pour le calcul des pertes au sein des semi-conducteurs. Les pertes de chaque interrupteur référencé sont calculées et comparées afin de trouver le meilleur composant.

4.1.Modèle de pertes dans les IGBT

L'IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) vient de l'association MOSFET et d'un transistor bipolaire pour cumuler la simplicité de commande (charge de grille isolée) du premier avec les performances en puissance commutable du second (modulation de résistivité à l'état passant par effet bipolaire). Il est sans doute l'interrupteur de puissance le plus utilisé lorsque les applications fonctionnent en moyenne tension (>600V).

Les pertes dans les composants de puissance sont le plus souvent liées aux caractéristiques des composants et à la température de jonction. Des modèles de pertes pour les composants de puissance sont disponibles dans [FEI09].

4.1.1. Pertes par conduction

Pour calculer les pertes par conduction, on utilise directement les données des fabricants en prenant les caractéristiques statiques du composant. Les pertes par conduction dans l'IGBT s'expriment avec la formule II-Eq11 en prenant les courants moyens et efficaces traversant le composant :

$$P_{IGBT_COND} = V_{CE0} \cdot I_{MOYEN} + R_{dIGBT} \cdot I_{EFF}^2 \quad \text{II-Eq11}$$

Avec : V_{CE0} la tension de saturation de l'IGBT [V].

R_{dIGBT} la résistance dynamique de l'IGBT [Ω].

Les valeurs de ces paramètres peuvent être récupérées à partir des courbes de l'évolution de la tension de saturation en fonction du courant traversant l'interrupteur. On peut donc extrapoler directement de ces courbes les valeurs de ces paramètres. Dans ce cas il faut choisir les courbes obtenues avec une température de jonction du silicium de 125°C.

4.1.2. Pertes par commutation

Pour les pertes par commutation, il faut connaître E_{ON} et E_{OFF} qui sont respectivement les énergies dissipées à la fermeture et à l'ouverture de l'IGBT. Ces énergies sont interpolées par des équations du second degré à partir des courbes constructeurs. Ces dernières tiennent compte de l'évolution des énergies de commutations en fonction du courant commuté. On peut exprimer une énergie totale E_T qui est la somme des énergies dissipées E_{ON} et E_{OFF} :

$$E_T = E_{ON} + E_{OFF} = ((a_{ON} + a_{OFF}) \cdot I^2 + (b_{ON} + b_{OFF}) \cdot I + c_{ON} + c_{OFF}) \times \frac{V_{DC}}{V_{REF}} \quad \text{II-Eq12}$$

Avec : E_{ON} et E_{OFF} les énergies dissipées à l'ouverture et à la fermeture du composant [J]

V_{DC} tension appliquée aux bornes de la cellule de commutation [V].

V_{REF} tension de test précisée dans la documentation constructeur [V].

Les pertes par commutation dans les IGBT en fonction du courant maximal commuté sont exprimées par la relation suivante :

$$P_{IGBT_COM} = E_T \cdot f_{DEC} \quad \text{II-Eq13}$$

Avec : f_{DEC} la fréquence de découpage des interrupteurs [Hz].

4.2. Modèle de pertes dans les MOSFET

Le transistor à effet de champ à grille isolée nommé le plus souvent MOSFET, tire son acronyme de l'anglais ; Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor. Il est souvent destiné à un fonctionnement en basse tension inférieure ou égale à 500V [MUL02], et dans les

applications à haute fréquence de commutation. Les formules concernant les pertes pour cette technologie peuvent être retrouvées directement dans les données constructeurs [MEL03]. Les pertes dans cette technologie se composent toujours de pertes en conduction et de pertes en commutation.

4.2.1. Pertes par conduction

Le calcul des pertes par conduction pour les MOSFET utilise la résistance série du composant. La résistance totale entre Drain et Source est un paramètre important pour définir les pertes par conduction et par conséquent le courant maximum admissible pour éviter une température de jonction du composant trop élevée. Les pertes par conduction dans le transistor MOSFET suivent la formule suivante :

$$P_{MOSFET_COND} = R_{DSon} \cdot I_{EFF}^2 \quad \text{II-Eq14}$$

Avec : R_{DSon} la résistance entre le drain et la source du composant [Ω].

Le MOSFET possède une résistance R_{DSon} qui présente un coefficient thermique positif. Les constructeurs fournissent généralement des courbes de l'évolution de cette résistance en fonction de la température de jonction du composant. Ceci permet d'obtenir une équation à partir de cette courbe pour obtenir l'expression de R_{DSon} en fonction de la température. Cette équation est de la forme suivante :

$$R_{DSon}(T_J) = R_{DSon(300^\circ K)} \cdot \left(\frac{T_J}{300} \right)^\beta \quad \text{II-Eq15}$$

Avec : T_J la température de jonction du silicium [$^\circ K$].

β Coefficient fixé à 1,5 dans le cas du MOSFET [Sans unité].

A partir de cette équation on peut connaître le coefficient multiplicateur à appliquer à la valeur de la résistance R_{DSon} donnée le plus souvent pour une température de 25°C dans les documents constructeur. Pour une température de jonction de 125°C, le coefficient multiplicateur est approximativement de 1,7.

Il est à noter que la résistance à l'état passant dépend d'une part de la surface de Silicium à technologie donnée. D'autre part le calibre en tension fixe un niveau de résistivité et l'épaisseur de la zone de tenue en tension, source principale de pertes pour les tensions supérieures à 100V [NGU11] [ARN97] [PER09].

4.2.2. Pertes par commutation

Dans les pertes par commutation dans les transistors MOSFET, on calcule les énergies de commutation à la mise en conduction $E_{MOSFET_COM_ON}$ et à l'ouverture $E_{MOSFET_COM_OFF}$ du composant. Ces énergies sont exprimées par les relations suivantes :

$$E_{MOSFET_COM_ON} = \frac{1}{2} \cdot V_{DC} \cdot (I + I_{RM}) \cdot t_{ON} \quad \text{II-Eq16}$$

$$E_{MOSFET_COM_OFF} = \frac{1}{2} \cdot V_{DC} \cdot I \cdot t_{OFF} \quad \text{II-Eq17}$$

Avec : V_{DC} la tension que supporte le MOSFET [V].

t_{ON} et t_{OFF} qui sont respectivement les temps de fermeture et d'ouverture du composant [s].

I_{RM} le courant de recouvrement inverse de la diode [A].

Les temps de commutation t_{ON} et t_{OFF} donnés par les constructeurs ne peuvent pas être utilisés directement. Les données fournies sont généralement données pour des tests bien spécifiques qui correspondent le plus souvent à un cas particulier. Dans [JOH06], les temps de commutation t_{ON} et t_{OFF} sont calculés à partir des énergies qui doivent être fournies à la grille du composant lors de sa commutation. Il sera donc nécessaire de recalculer ces temps de mise à l'état on et off du composant. Pour le temps de fermeture, c'est-à-dire le temps de mise en conduction du composant, l'intervalle de temps t_{ON} peut être défini par l'expression suivant :

$$t_{ON} = \frac{Q_{SW}}{I_G} \quad \text{II-Eq18}$$

Avec : Q_{SW} la quantité de charge à fournir à la grille pendant la phase de commutation [C] (plateau Miller). Dans les documentations constructeur, la valeur de ce paramètre n'est pas toujours donnée. Dans ce cas on choisit de prendre la valeur Q_{GD} .

I_G le courant que peut fournir le driver du composant lors de cette phase de commutation [A].

Généralement on limite le courant I_G dans la grille du composant en plaçant une résistance entre le driver et le composant. Cette résistance permet de jouer sur les temps de commutation du composant pour limiter les perturbations par mode commun et mode différentiel dans le montage [MUL02], ainsi que limiter la surtension à l'ouverture du MOSFET. Le courant maximal dans la grille du composant peut suivre la relation II-Eq25.

$$I_G = \frac{V_{CDE} - V_{GSth}}{R_G} \quad \text{II-Eq19}$$

Avec : V_{CDE} la tension d'alimentation du driver [V] généralement fixée à 15V.

V_{GSth} la tension de plateau du composant[V]

R_G la résistance entre le driver et la grille du composant [Ω].

L'idéal serait d'avoir une résistance de grille la plus faible possible afin de posséder un courant I_G le plus grand possible pour obtenir un temps de commutation t_{ON} qui tend vers 0. Cependant, le courant I_{GMax} n'est pas sans limite, il est souvent fixé par le circuit de commande lui-même. Dans [MUL03], les auteurs présentent plusieurs types de drivers pour lesquels le courant maximal de sortie de ceux-ci varie de 1A à 12A.

Contrairement à [JOH06], le temps d'ouverture t_{OFF} du composant ne sera pas calculé à partir de la quantité de charge Q_{SW} ou Q_{GD} à fournir à la grille pendant la phase de commutation. Ce temps sera fixé directement à partir de la pente du courant, celle-ci sera choisie à 200A/ μ s. l'intervalle de temps t_{OFF} sera donc défini par l'expression suivante :

$$t_{OFF} = \frac{I}{di/dt} \quad \text{II-Eq20}$$

Le courant de recouvrement I_{RM} dépend fortement de la pente du courant que voit la diode lors de son ouverture. Dans [WIN10], le courant de recouvrement inverse I_{RM} est calculé à partir de l'énergie de recouvrement de la diode Q_{rr} et de la pente du courant di/dt . La valeur du courant de recouvrement suit la relation suivante :

$$I_{RM} = \sqrt{2 \cdot Q_{rr} \cdot \frac{di}{dt}} \quad \text{II-Eq21}$$

4.3. Modèle de pertes dans les CoolMOS

Les transistors CoolMOS sont la technologie combinant virtuellement les faibles pertes en commutation d'un composant MOSFET avec les faibles pertes à l'état passant d'un IGBT [LOR99]. Ces composants peuvent augmenter les performances énergétiques des structures d'électronique de puissance. Pour une tenue en tension donnée cette technologie peut diminuer la résistance à l'état passant d'un facteur de 5 par rapport aux technologies habituellement utilisées [CHE82].

4.3.1. Pertes par conduction

Les pertes par conduction dans les CoolMOS sont assimilables à celles des MOSFET. L'expression sera donc analogue à l'équation II-Eq20. Cependant il faut noter une différence de l'évolution de la résistance R_{DSon} en fonction de la température. L'expression de cette valeur pour la technologie CoolMOS en fonction de la température suit la relation suivante :

$$R_{DSon}(T_J) = R_{DSon(300^\circ K)} \times \left(1 + \frac{\lambda}{100}\right)^{(T_J - 300)} \quad \text{II-Eq22}$$

Avec : λ coefficient fixé à 0.8 [Sans unité] [LOR99].

De même que pour les MOSFET, la température de jonction des CoolMOS sera fixée à 125°C. Le coefficient multiplicateur à la résistance R_{DSon} sera donc 2,7 pour une température de jonction de 125°C.

4.3.2. Pertes par commutation

De même que pour les pertes par conduction, les pertes par commutation dans les CoolMOS peuvent être identifiées par les mêmes formules que pour les MOSFET. Les formules II-Eq16 à II-Eq22 seront utilisées pour déterminer les pertes et les temps de commutation du composant.

4.4. Modèle de pertes dans les transistors GaN

De nouvelles technologies dites grand gap tels que le Carbure de Silicium (SiC) et le Nitrure de Gallium (GaN) ont été introduites depuis les années 90. Les semi-conducteurs dit grands gap possèdent un champ de claquage qui peut être jusqu'à 10 fois plus grand que celui

du silicium [AL11]. Les transistors GaN présentent de nouvelles possibilités intéressantes pour les structures d'électronique de puissance car ils permettent d'accroître les densités de puissance, la fréquence et la température de fonctionnement des convertisseurs. Ils présentent la particularité d'être un matériau piézoélectrique qui a permis de réaliser des transistors de type HEMT (High Electron Mobility Transistor). La commercialisation de ces produits a commencé via l'entreprise EPC (Efficient Power Conversion) au cours de l'année 2010. Les composants commercialisés sont des HFET-normally OFF GaN (Heterostructure Field Effect Transistors) [EPC]. L'entreprise EPC propose des transistors à tenue en tension faible (< à 200V) visant à remplacer les MOSFET dans les applications existantes, tout en restant limité en température de fonctionnement (150°C max). Les transistors GaN semblent être la technologie à prendre en considération dans les années à venir [ELE11].

Comme c'est une technologie nouvelle, de nombreux travaux restent à réaliser sur ce type de composants comme la compréhension du fonctionnement du composant et l'amélioration des composants de commande afin qu'il soit utilisé au maximum de ses performances [XI12]. Les données constructeur sur ces composants sont insuffisamment détaillées, donc la notion de pertes est plutôt difficile à mettre en œuvre. Cependant le comportement de ces composants est analogue à celui des autres technologies.

4.4.1. Pertes par conduction

A partir des données du fabricant EPC et en observant les données des composants disponibles sur le marché [EPC], le comportement de ces composants à l'état passant est semblable à la technologie MOSFET. On choisira donc l'équation II-Eq14 pour calculer les pertes par conduction dans les transistors GaN. De même l'équation II-Eq15 sera utilisée pour connaître la valeur de R_{DSon} en fonction de la température de jonction du composant.

4.4.2. Pertes par commutation

Les données constructeurs sont très pauvres en caractéristiques dynamiques. Ces composants sont conçus pour fonctionner à une fréquence de découpage élevée. La dynamique des composants est très liée au type du driver utilisé et du niveau de courant injecté dans la grille. Les pertes par commutation seront assimilées à celles des MOSFET. Les temps t_{ON} et t_{OFF} sont calculés à partir de l'énergie Q_{SW} à fournir à la grille du composant et la pente du courant di/dt . Cependant il faut noter que la diode interne à cette technologie de composant ne présente pas de recouvrement ; donc les pertes par commutation seront tout simplement limitées à l'expression suivante des énergies de commutation à l'ouverture et à la fermeture.

$$E_{GaN_COM} = \frac{1}{2} \cdot V_{DC} \cdot I \cdot (t_{ON} + t_{OFF}) \quad \text{II-Eq23}$$

4.5. Modèle de pertes dans les diodes

4.5.1. Pertes par conduction

Comme pour la technologie IGBT, les pertes par conduction dans les diodes s'expriment avec la formule suivante :

$$P_{DIODE_COND} = V_{D0} \cdot I_{MOYEN} + R_{dDIODE} \cdot I_{EFF}^2 \quad \text{II-Eq24}$$

Cependant, la technologie des interrupteurs employée dans la structure d'un onduleur va jouer sur le temps de conduction des diodes. En effet, pour des commandes de bras complémentaires avec les technologies d'interrupteurs MOSFET, CoolMOS et GaN, on peut assister à des phases de redressement synchrone. C'est-à-dire que ces transistors peuvent faire transiter le courant à la place de la diode ce qui permet de réduire les pertes par effet joule. La diode ne conduira que pendant les phases de temps mort entre les deux interrupteurs d'un bras d'onduleur. Il sera nécessaire de prendre en compte des pertes en conduction supplémentaires dans les technologies citées plus haut.

Concernant la technologie IGBT, il n'y a pas de phénomène de redressement synchrone. Lors des phases de conduction de la diode, les pertes par conduction seront exclusivement engendrées par la diode elle-même.

4.5.2. Pertes par commutation

Les pertes pour la mise en conduction de la diode sont négligées. Les seules pertes par commutation sont celles liées au courant de recouvrement lors de l'ouverture de la diode. La technologie GaN ne présente pas de phénomène de recouvrement donc les pertes par commutation pour cette technologie seront négligées. Pour les autres technologies d'interrupteur, les pertes par commutation dans les diodes sont exprimées directement par :

$$P_{DIODE_COM} = Q_{rr} \cdot V_{DC} \cdot f_{DEC} \quad \text{II-Eq25}$$

Avec : Q_{rr} l'énergie de recouvrement de la diode [C]

L'énergie de recouvrement peut être directement déduite des courbes des constructeurs qui fournissent directement l'énergie de recouvrement en fonction de la pente du courant.

4.6. Pertes par plateau Miller lors de la fermeture

Les composants de puissance possèdent des capacités parasites à leurs bornes. Des pertes supplémentaires sont liées à la charge et la décharge de cette capacité lors des commutations de l'interrupteur de puissance [LEF04]. Ces pertes sont exprimées par la relation suivante :

$$P_{Miller} = \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_{DC}^2 \cdot f_{DEC} \quad \text{II-Eq26}$$

Avec : C_{oss} la capacité parasite aux bornes du composant [F]

A partir de l'équation II-Eq26, il est possible de constater que les pertes par plateau Miller sont directement proportionnelles à la tension d'alimentation de l'onduleur V_{DC} et la fréquence de découpage f_{dec} des interrupteurs de puissance.

4.6.1. Pertes dans la commande et pertes auxiliaires

Les pertes dans les convertisseurs de puissance ne se limitent pas le plus souvent aux pertes dans les semi-conducteurs. Les pertes peuvent être générées par d'autres éléments dans le montage telles que les commandes rapprochées nécessaires pour piloter les interrupteurs de puissance. Les pertes peuvent être aussi liées aux interfaces de mesure nécessaires pour contrôler ou visualiser une grandeur électrique dans le montage (par exemple une résistance de shunt pour mesure de courant). On peut faire donc état de pertes auxiliaires qui sont à prendre en compte pour connaître le rendement global du convertisseur de puissance. Les structures multi niveaux augmentent le nombre de composants de puissance à commander. Ceci accroît le nombre de commandes rapprochées et donc les pertes dans les interfaces de commande. L'emplacement des interrupteurs de puissance dans la structure peut imposer des potentiels flottants. Les commandes rapprochées font donc appel à des fonctions d'isolation entre la commande éloignée et l'interrupteur de puissance. Ces fonctions d'isolation sont réalisées le plus souvent à partir de convertisseur DC/DC isolé pour apporter les besoins en puissance et d'optocoupleur pour transmettre les ordres de commande [LEF03]. Ces structures sont très bien connues et simples à réaliser, cependant elles font appel à beaucoup de composants et peuvent avoir des pertes non négligeables. Les rendements des convertisseurs DC/DC pour effectuer l'isolation de la puissance peuvent aller de 70 à 80% [TRACO] [XPPower] Il est donc nécessaire de prendre en compte ces pertes afin de déterminer l'évolution du rendement.

Dans [SOD99] [MUL03] les pertes dans la commande pour les interrupteurs de puissance peuvent être exprimées par la relation suivante :

$$P_G = V_{CDE} \cdot Q_G \cdot f_{DEC} \quad \text{II-Eq27}$$

Avec : V_{CDE} la tension d'alimentation du driver [V]
 Q_G la quantité de charge totale à fournir à la grille [C].

La tension V_{CDE} est fixée à 15V pour les technologies IGBT, MOSFET et CoolMOS. Concernant la technologie des transistors GaN, la tension d'alimentation de la commande doit être de 5V [EPC].

Dans notre étude on prendra en compte le rendement supposé pour les composants réalisant l'interface de la commande rapprochée. Les pertes dans la commande pour un interrupteur de puissance suivront donc la relation II-Eq28.

$$P_{CDE} = \frac{V_{CDE} \cdot Q_G \cdot f_{DEC}}{\eta_{CDE}} = \frac{P_G}{\eta_{CDE}} \quad \text{II-Eq28}$$

Avec : η_{CDE} le rendement de la commande rapprochée fixé à 80 % [Sans unité]

4.7. Conclusion sur les pertes

Hormis les caractéristiques des composants qui déterminent les performances en termes de pertes des interrupteurs de puissance, il est possible de voir que la plupart des pertes sont dépendantes de la tension, du courant et de la fréquence de découpage de l'onduleur. La tension d'alimentation et la fréquence de découpage des onduleurs restent fixes, sauf pour la

fréquence de découpage qui peut évoluer pour les convertisseurs en cascade comme vu dans le chapitre I ; certaines pertes peuvent être directement calculées indépendamment du courant que l'on commute, telles celles dans les commandes rapprochées et celles liées à la capacité parasite C_{oss} .

Les onduleurs font appel à des commandes de type MLI. Dans la plupart des cas, ces convertisseurs sont connectés sur des charges inductives, le courant traversant les interrupteurs se trouve le plus souvent sinusoïdal. Pendant une période basse fréquence, le courant commuté est différent pour chaque période de commutation. A partir de calculs avec le logiciel Matlab et de la commande du convertisseur, il est possible de connaître les différents temps à l'état fermé ou ouvert de chaque interrupteur. Connaissant la forme du courant dans la charge, il est possible de déterminer les courants traversant chaque interrupteur du montage. On peut donc à partir de ces signaux calculer les pertes par commutation point par point dans les interrupteurs à chaque passage de l'état bloqué à l'état passant ou vice et versa.

5. Calcul des pertes dans un onduleur MLI.

5.1. Signaux dans les interrupteurs de puissance

Afin de connaître les pertes dans la structure de puissance, il est nécessaire de connaître les caractéristiques statiques et dynamiques des composants. Mais il faut surtout établir les tensions et les courants que supportent les interrupteurs de puissance. Les contraintes en tension sont celles de la tension d'alimentation de l'onduleur, celles-ci restent constantes pour une structure de puissance donnée. Le courant de sortie de l'onduleur est une grandeur sinusoïdale. En connaissant les temps de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur et le courant circulant dans la charge, on peut établir le courant traversant les interrupteurs de la structure. La figure II-10 présente le courant que l'on peut retrouver dans un interrupteur dans une structure de type onduleur pour une période basse fréquence.

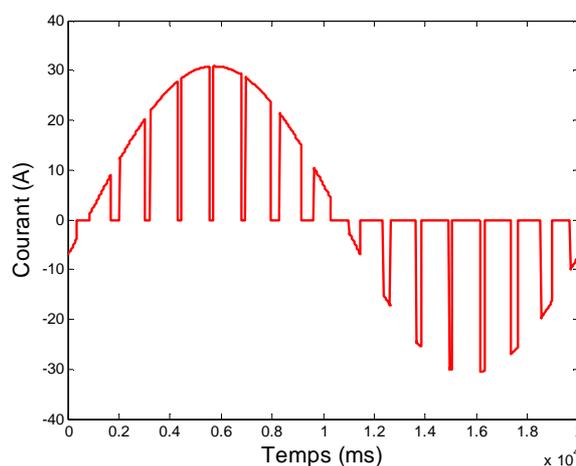


Figure II-10 : Courant traversant un interrupteur avec une fréquence de commutation faible pour la visualisation des signaux

Un interrupteur est réalisé à partir d'un interrupteur commandable et d'une diode en antiparallèle de celui-ci (voir figure II-11).

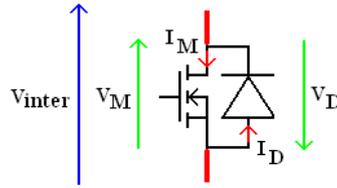


Figure II-11 : Schéma d'un interrupteur (MOSFET)

Si on respecte la convention récepteur, lorsque le courant est positif, c'est l'interrupteur commandable qui conduira tandis que lorsque le courant est négatif c'est la diode qui se mettra à conduire. A partir de la courbe précédente il est possible de déduire le courant traversant l'interrupteur et la diode (voir figure II-12).

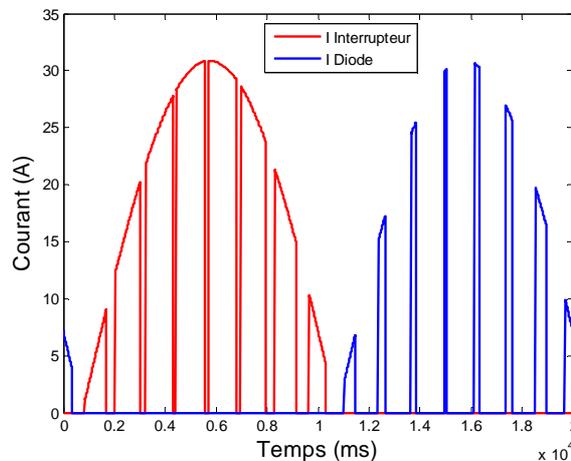


Figure II-12 : Courant traversant l'interrupteur et la Diode (Pour une convention récepteur)

Durant les phases de temps de conduction de la diode, on peut obtenir des phases de redressement synchrone [BOG03]. C'est-à-dire que l'interrupteur commandable peut conduire le courant inverse si celui-ci est commandé, la diode ne conduira que pendant les phases de temps mort. Les pertes par conduction dans la diode diminuent, le redressement synchrone est intéressant dans le cas où la chute de tension à l'état passant de l'interrupteur est plus que faible que la chute de tension de la diode.

Concernant les pertes par commutation, elles sont plus difficiles à mettre en œuvre, les énergies de commutation pour une cellule de commutation sont effectuées pour une source de courant constante. Or les courants commutés par les interrupteurs sont différents tout au long d'une période basse fréquence. Ceci implique des courants et des pertes par commutations différentes tout au long de cette période. De ce fait il serait nécessaire de calculer les courants commutés pour chaque période de découpage. Le courant commuté peut être directement déduit à partir d'un programme Matlab.

5.2.Application Matlab

Dans l'optique de calculer les pertes par commutation de la façon la plus précise possible, un sous-programme Matlab a été réalisé. Celui-ci utilise les paramètres du composant et le courant le traversant sur une période basse fréquence. En précisant la

technologie de l'interrupteur employé, le programme utilise les formules adéquates pour calculer les pertes. Le principe de l'algorithme est simple, il regarde à chaque point de la courbe la valeur du courant et calcule les pertes de l'interrupteur en reprenant les formules des pertes des différentes technologies citées dans ce chapitre. Il prend en compte les phases de redressement synchrone. Un temps mort d'une valeur fixe est pris en compte dans la commande complémentaire entre les deux interrupteurs d'un bras d'onduleur. Afin de ne pas alourdir le présent chapitre, le principe de calcul des pertes et l'algorithme séquentiel sont détaillés dans l'annexe A pour un fonctionnement avec ou sans redressement synchrone.

5.3. Validation expérimentale

5.3.1. Réalisation d'un convertisseur

Un convertisseur d'une puissance nominale de 500W a été réalisé de manière pratique afin de valider expérimentalement les modèles de pertes sur les semi-conducteurs et le programme de calculs de pertes. Ce convertisseur est un onduleur monophasé réalisé avec des MOSFET en guise d'interrupteurs de puissance. La figure II-13 représente la photo du convertisseur.

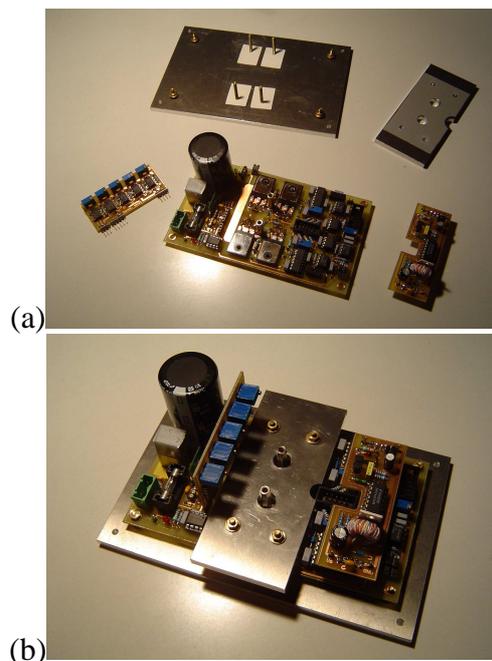


Figure II-13 : Onduleur monophasé avec interrupteur MOSFET (a) convertisseur démonté (b) convertisseur monté

Le convertisseur comporte :

- Les commandes rapprochées pour piloter les interrupteurs.
- Un convertisseur DC/DC pour réaliser l'alimentation des commandes rapprochées (15V) à partir de la tension d'entrée de l'onduleur qui sera fixée à 48V

La commande rapprochée est réalisée par un driver International Rectifier IR21844. Ce composant est dédié à la commande de bras d'onduleur. Il effectue une commande isolée

pour l'interrupteur du haut du bras d'onduleur à partir de la méthode « bootstrap » [LEF03]. Le schéma du montage du driver est présenté sur la figure II-14.

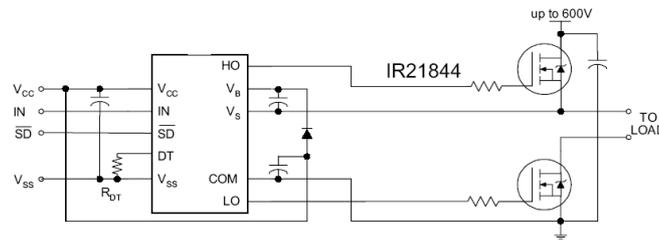


Figure II-14 : Schéma de l'IR21844 (d'après DATASHEET) [IR21844]

Ce driver génère à partir d'un seul signal d'entrée deux signaux complémentaires avec temps mort réglable de 0.4 à 5 μ s (dans notre étude, les temps morts seront fixés à 2 μ s). L'avantage d'avoir un seul signal de commande pour un bras est que l'on diminue le nombre de signaux de commande par deux et que la possibilité de court-circuit de bras par l'utilisateur devient impossible, dans un sens ceci permet de fiabiliser le montage. Néanmoins, un fusible est installé à l'entrée du montage dans le cas où un bras du montage se mettrait en court-circuit.

Afin de piloter le convertisseur, la commande éloignée sera effectuée sur une autre carte à partir d'un microcontrôleur (dsPIC30F4011). La méthode de commande pour le convertisseur est basée sur la MLI intersective unipolaire. Un potentiomètre permet de régler la profondeur de modulation, ce qui permet de régler la valeur efficace en sortie du signal. La fréquence de découpage des transistors de puissance sera fixée à 10kHz, 20kHz et 30kHz afin de voir l'évolution de la structure pour les différentes fréquences de découpage. La basse fréquence du signal que l'on souhaite synthétiser sera fixée à 50Hz.

Le convertisseur est connecté sur une charge RL afin d'obtenir un courant le plus sinusoïdal possible. Les signaux de sortie sont présentés sur la figure II-15 sur laquelle on voit la tension et le courant aux bornes de la charge.

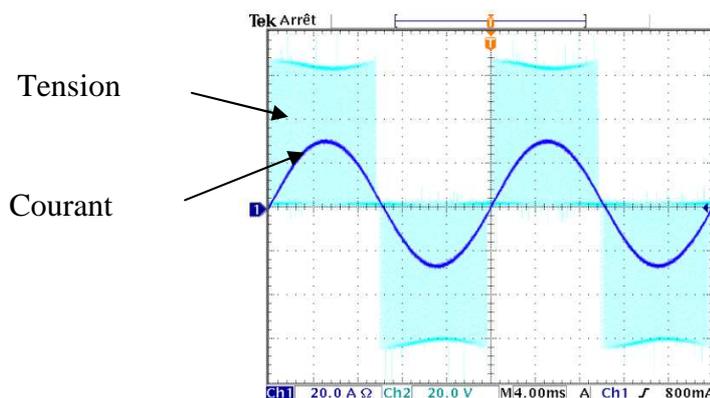


Figure II-15 : Visualisation des signaux de sortie du convertisseur

Les mesures de rendement s'effectuent avec l'analyseur de réseau NORMA5000 [FLUKE]. Cet analyseur de puissance permet de visualiser les valeurs des tensions et des courants du montage et faire de des calculs de rendement. Il faut noter que les pertes dans la commande numérique ne sont pas prises en compte. L'environnement de mesure du

convertisseur avec sa source d'alimentation, sa charge et sa commande sont présentés sur la figure II-16.

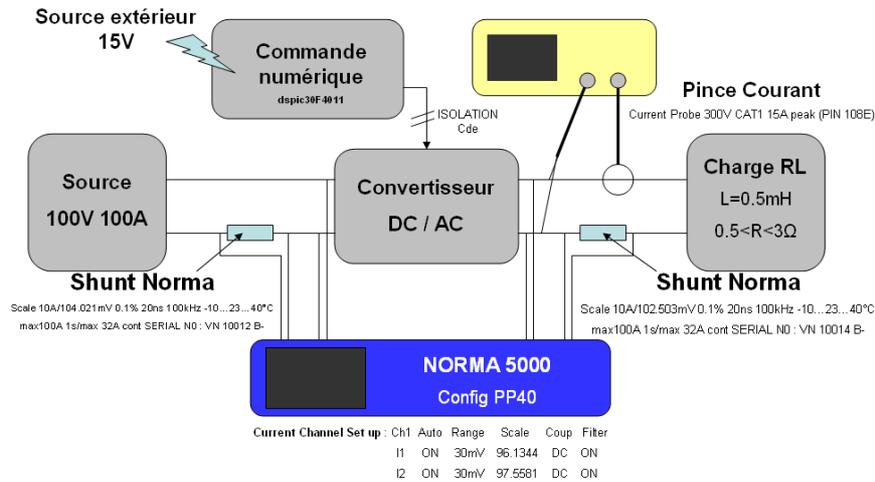


Figure II-16 : Environnement de mesure de l'onduleur monophasé

5.3.2. Mesures des rendements de l'onduleur

La puissance de sortie de l'onduleur est ajustée à partir de la résistance de la charge RL. Au niveau des calculs théoriques, les paramètres de cette charge sont calculés afin de connaître exactement le module du courant et son déphasage par rapport à la tension alternative aux bornes de la charge. Les technologies des interrupteurs utilisées dans l'onduleur sont celles des MOSFET, la référence des interrupteurs utilisés sont des composants d'International Rectifier, modèle IRFP4410ZPBF d'une tenue en tension de 100V avec un calibre en courant de 97A. Les programmes de calcul des pertes avec redressement synchrone seront utilisés afin de déterminer théoriquement le rendement du convertisseur. Les résultats issus de la pratique et du programme Matlab sont présentés sur la figure II-17 pour 3 fréquences de commutation pour les interrupteurs de puissance. Les tests ont été effectués pour une température ambiante de 25°C. La commande de l'onduleur est basée sur la MLI intersective, la profondeur de modulation a été fixé à 0,8 pour les tests.

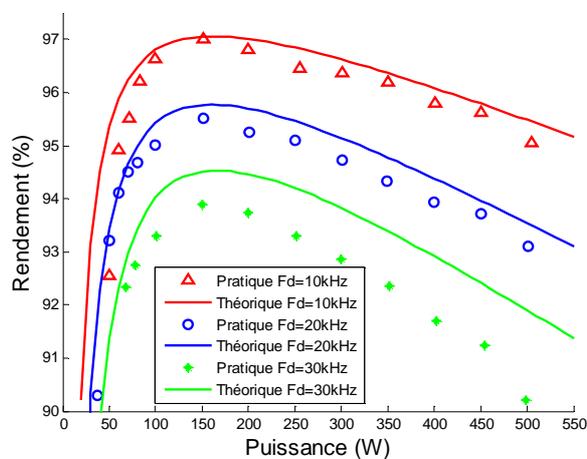


Figure II-17 : Comparaison des relevés pratiques avec les calculs théoriques pour différentes fréquences de découpage (profondeur de modulation fixé à 0,8 et température de fonctionnement de 25°C)

Les tests ont été effectués jusqu'à une puissance de l'ordre du demi-kilowatt afin de mesurer l'évolution du rendement de la structure. On peut voir que le rendement pratique est inférieur au rendement théorique et que la corrélation entre les deux n'est pas toujours parfaite. Cette non idéalité entre les résultats théoriques et pratiques s'amplifie notamment quand la fréquence de découpage des interrupteurs est élevée.

L'utilisation de modèles simplifiés ne prend pas en compte les phénomènes supplémentaires qui peuvent augmenter les pertes lorsque les composants de puissance fonctionnent avec une fréquence de commutation plus élevée. Ceci est notamment le cas avec les inductances parasites qui sont présentes, telles que celles introduites par les fils de bonding et les pads de connexion du boîtier des composants [ROD10], ou encore les inductances de câblages à l'intérieur de la cellule de commutation. Ces inductances parasites peuvent avoir des influences non négligeables sur le comportement des convertisseurs d'électronique de puissance lorsque ceux-ci fonctionnent avec des fréquences très élevées [MEA08]. Les pertes supplémentaires dues aux inductances parasites peuvent être approximées par l'énergie stockée dans celles-ci [ROD10] avec l'équation II-Eq29 :

$$E_{MOSFET_COM_L_PARASITES} = \frac{1}{2} \cdot (L_S + L_D) \cdot I^2 \quad \text{II-Eq29}$$

Avec : L_S la valeur de l'inductance parasite pour la source du composant [H]
 L_D la valeur de l'inductance parasite pour le drain du composant [H]

La somme totale des inductances parasites ($L_S + L_D$) est fixée à 20nH pour les transistors MOSFET [XIA04]. En incluant donc les pertes des inductances parasites dans les modèles de pertes par commutations on obtient les résultats présentés sur la figure suivante :

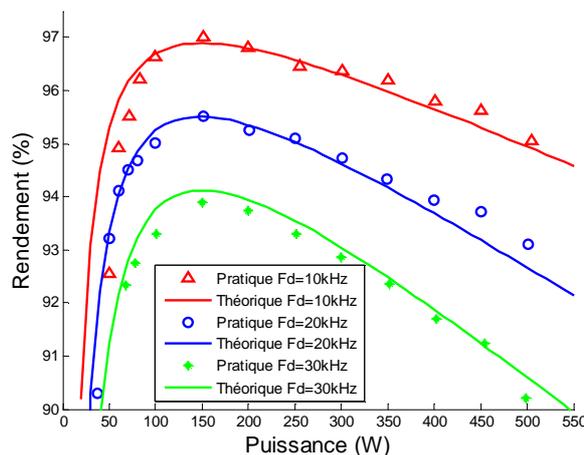


Figure II-18 : Comparaison des relevés pratiques avec les calculs théoriques pour différentes fréquences de découpage et la prise en compte des pertes supplémentaires liées aux inductances parasites (profondeur de modulation fixé à 0,8 et température de fonctionnement de 25°C)

Les résultats ainsi obtenus sur la figure II-18 montrent que les rendements en pratique sont en meilleure adéquation avec les modèles pour les fonctionnements avec une fréquence plus élevée.

Dans la suite de ce manuscrit, nous ne prendrons pas en compte les pertes supplémentaires liées à ces inductances parasites. Les techniques de commande étudiées pour les convertisseurs en cascade impliquent que la fréquence de découpage des interrupteurs diminue en fonction du nombre de convertisseurs en série par phase (équation I-Eq3 du chapitre I). Les essais de comparaison entre les relevés et les résultats théoriques montrent que pour une fréquence de découpage des interrupteurs de puissance moins importante, les écarts entre les résultats théoriques et pratiques sont faibles. Ainsi, dans le cas des convertisseurs en cascade, les calculs théoriques de rendements ne doivent pas s'écarter de la réalité, selon nos hypothèses de modélisation.

6. Modèles des moteurs

Comme décrit dans le chapitre I, deux moteurs seront étudiés pour la chaîne de traction du véhicule. Un moteur Très Basse Tension avec 46Veff entre phases et un moteur Basse Tension avec 184Veff entre phases. Le moteur TBT et BT sont de même puissance et présentent des caractéristiques de fonctionnement différentes. Les informations données sur les plaques signalétiques des moteurs sont indiquées ci-dessous.

Moteur	V	Hz	Tr/min	kW	Rendement	A	Cos ϕ
TBT	46	237	3550	9.3	93.58	170	0.91
Moteur	V	Hz	Tr/min	kW	Rendement	A	Cos ϕ
BT	184	237	3550	9.3	93.37	43	0.91

Le constructeur fournit tous les paramètres de fonctionnement du moteur, le rendement, la tension efficace, le courant efficace et le déphasage entre ces deux grandeurs. Ces paramètres sont donnés en fonction du couple et de la vitesse du moteur. Ceci permet d'obtenir une cartographie de l'évolution de ces grandeurs en fonction des conditions de fonctionnement du moteur. Pour exemple, les cartographies des rendements des moteurs sont présentées sur la figure II-19.

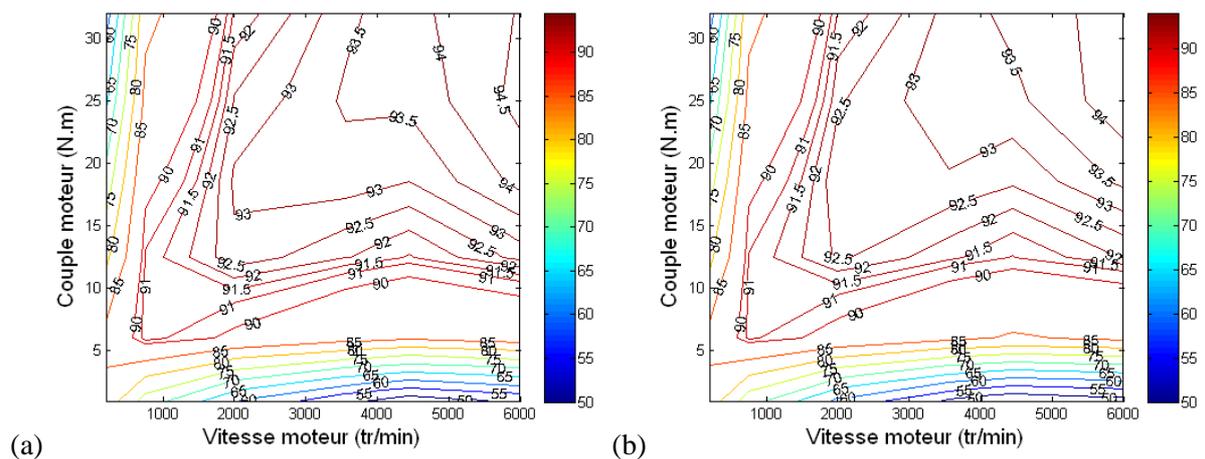


Figure II-19 : Cartographies des rendements des moteurs (a) TBT (b) BT

Un léger avantage est donné pour le moteur TBT qui donne au global un meilleur rendement d'environ de 1% par rapport au moteur BT. Les plages de données pour le couple vont de 0 à 32 Nm et pour la vitesse de 0 à 6000tr/min.

On dispose des points de fonctionnement du moteur associés à chaque point de rendement. Ces données supplémentaires sont la tension efficace, le courant efficace et le déphasage entre ces deux grandeurs qui représentent le facteur de puissance du moteur. A partir de ces grandeurs, il est possible de connaître la puissance de sortie que doit fournir le convertisseur d'électronique puissance en appliquant la relation du calcul de la puissance pour un système triphasé équilibré.

$$Puissance = \sqrt{3} \times U_{eff} \times I_{eff} \times \cos(\varphi) \quad \text{II-Eq29}$$

Les données constructeur font que l'on dispose de très peu de points de fonctionnement, 6 points pour le couple et 6 points pour la vitesse, ce qui donne 36 points au total. Ce nombre étant limité pour utiliser par la suite des cycles de roulage complets, la solution pour obtenir un nombre de points plus important est d'interpoler les données constructeur. A partir du logiciel Matlab, il est possible d'interpoler les données des fabricants pour avoir une infinité de points entre les points connus. Sur la figure II-20, on affiche juste un exemple de l'interpolation de la tension efficace pour le moteur TBT. Les autres grandeurs des caractéristiques des moteurs sont effectuées sur le même aspect. La suite des données est présentée dans l'annexe B.

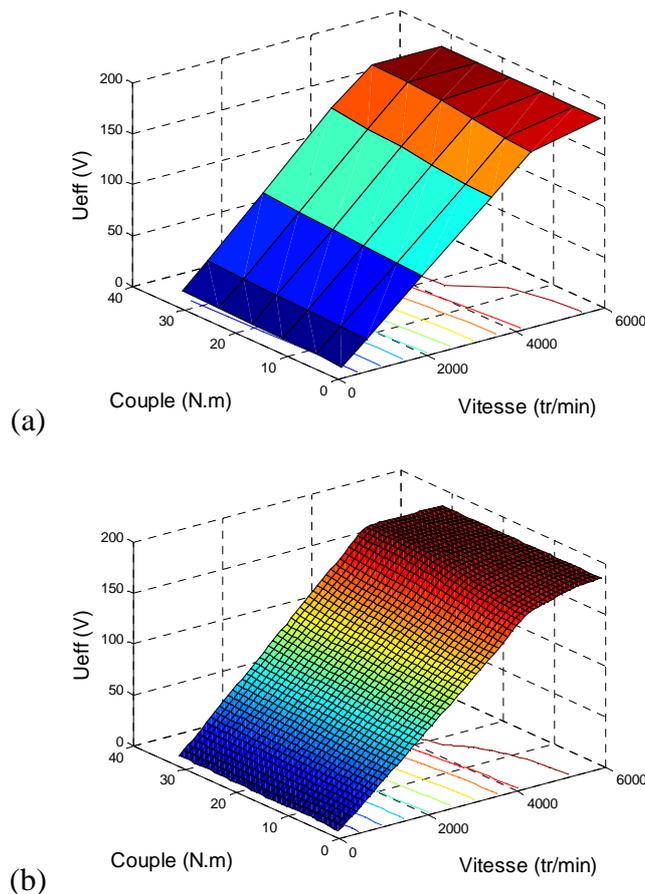


Figure II-20 : Interpolation des données constructeur pour U_{eff} en fonction du couple et de la vitesse pour le moteur BT(a) donnée brute (b) donnée interpolée

Les données ainsi récupérées sont intéressantes pour calculer les commandes et les contraintes sur les interrupteurs de puissance pour l'onduleur de tension classique et les

convertisseurs en cascade. Les signaux de commande pourront être déduits directement de la tension efficace en calculant la profondeur de modulation r via les formules II-Eq8 et II-Eq9. Ceci permet de déterminer les temps de commutation des interrupteurs des structures de puissance étudiés. Ainsi, avec le courant efficace, le facteur de puissance et les temps de commutation il est possible de déduire la forme du courant dans les transistors du montage. En conséquence les pertes dans les structures étudiées pourront être calculées en fonction du couple et de la vitesse du moteur. Ceci va permettre de générer de nouvelles cartographies de rendement pour les convertisseurs de puissance étudiés.

L'association des cartographies des moteurs et des onduleurs permettra de connaître le rendement de la chaîne de traction quel que soit son point de fonctionnement. De ce fait il est possible d'effectuer une étude énergétique pour cycle de fonctionnement donné pour la chaîne de traction. Une comparaison entre les différentes structures d'électronique de puissance pourra ainsi être menée.

Cependant, il faut voir que les données des moteurs fournies par les constructeurs ne tiennent pas compte de la forme de la tension qui est appliquée au moteur. En effet les signaux issus des convertisseurs en cascade ont un signal avec une meilleure qualité de forme d'ondes. Cette amélioration des formes d'ondes peut augmenter les performances du moteur en diminuant ces pertes fers [CES96].

7. Conclusion

Les tensions d'alimentations pour l'onduleur triphasé et les convertisseurs en cascade ont été déterminées pour garantir les valeurs des tensions d'alimentation pour les MSAP étudiées. Les valeurs de cette tension ont permis de connaître un peu plus les technologies de transistor à employer dans notre étude. Le choix de ceux-ci est directement dépendant des contraintes en tension que la structure fait subir à ces onduleurs. Il a été possible de voir que différentes technologies des semi-conducteurs peuvent être employées en fonction de la structure de puissance utilisée et les niveaux de tension mis en jeu au niveau de la chaîne de traction.

Les modèles de pertes pour les transistors de technologies IGBT, MOSFET, CoolMOS et GaN ont été présentés. Ces pertes sont principalement liées au courant et à la tension qui sont appliqués aux interrupteurs.

Un sous programme Matlab a été élaboré pour calculer les pertes au sein d'un interrupteur de puissance en fonction de sa technologie, de ses caractéristiques et des contraintes qui lui sont appliquées. Ce programme sera utilisé de façon générique pour déterminer et comparer les performances énergétiques et le rendement des convertisseurs étudiés.

Les données des pertes et des caractéristiques de fonctionnement des moteurs sont fournies par le constructeur lui-même. Ces données permettent d'obtenir des cartographies du rendement du moteur et de connaître ses caractéristiques pour n'importe quel régime de fonctionnement de la chaîne de traction du véhicule (couple - vitesse). A partir des caractéristiques d'alimentation à fournir au moteur, il est possible de connaître les contraintes sur les structures, ainsi que d'en déduire leurs pertes et donc leur rendement. De ce fait, des cartographies de rendement des onduleurs peuvent être effectuées. L'association des cartographies des moteurs et des onduleurs permettra d'établir les performances énergétiques de la chaîne de traction sur un cycle de roulage du véhicule. Ainsi, un bilan énergétique entre les différentes structures étudiées et les niveaux de tension de la chaîne de traction pourront être élaborés pour trouver la configuration la plus intéressante pour le véhicule étudié.

Chapitre III

Bilan énergétique des convertisseurs étudiés

Tables des matières

CHAPITRE III : BILAN ENERTIQUE DES CONVERTISSEURS ETUDIES

1. INTRODUCTION	87
2. DIMENSIONNEMENT DES STRUCTURES.....	88
2.1. CONCEPTION DES CONVERTISSEURS	88
2.2. SEMI-CONDUCTEURS	88
2.3. EVOLUTION DE LA TENUE EN TENSION DES SEMI-CONDUCTEURS.....	89
2.3.1. Répartition des batteries pour les convertisseurs en cascade	89
2.3.2. Evolution de la tenue en tension des composants en BT	92
2.3.3. Evolution de la tenue en tension des composants en TBT	93
2.4. CALIBRE EN COURANT DES SEMI-CONDUCTEURS.....	93
2.5. REFERENCES DES COMPOSANTS RETENUS POUR NOTRE ETUDE.....	95
3. ETUDE DES RENDEMENTS DES STRUCTURES	96
3.1. PREAMBULE	96
3.2. RENDEMENT DES CONVERTISSEURS ETUDIES.....	98
3.2.1. Rendement avec des transistors MOSFET pour la TBT.....	98
3.2.2. Comparaison des transistors GaN pour la TBT.....	99
3.2.3. Comparaison des rendements pour la BT	100
3.2.4. Rendement pour les convertisseurs en cascade pour la technologie MOSFET	102
3.2.5. Rendement pour les convertisseurs en cascade pour la technologie GaN.....	102
3.3. CONCLUSION SUR LES RENDEMENTS DES STRUCTURES ETUDIEES.....	103
4. ETUDES DES BILANS ENERGETIQUES DES STRUCTURES POUR UN CYCLE DE CONDUITE DONNE.....	104
4.1. CYCLE DE CONDUITE NORMALISE.....	104
4.2. OUTIL DE CALCUL DES PERFORMANCES DE LA CHAINE DE TRACTION	105
4.3. PERFORMANCES ENERGETIQUES DE LA CHAINE DE TRACTION	108
4.3.1. Récapitulatif sur l'étude	108
4.3.2. Impact sur SOC pour le domaine de la TBT	109
4.3.3. Impact sur SOC pour le domaine de la BT.....	110
4.3.4. Conclusions sur les résultats	111
4.4. CONCLUSION SUR L'ETUDE ET PERSPECTIVES.....	113
5. CONCLUSION	114

1. Introduction

Dans ce chapitre nous allons nous intéresser à l'étude des deux topologies de conversion, l'onduleur de tension classique et les onduleurs en cascade. Le but sera d'établir une comparaison entre ces deux topologies pour les deux niveaux de tension mis en jeu dans la chaîne de traction.

Les convertisseurs en cascade sont réalisés à partir d'onduleurs monophasés élémentaires mis en série. Ce nombre d'onduleurs dépend directement du cahier des charges donné pour une application. Dans notre cas, les convertisseurs en cascade sont utilisés pour s'affranchir au maximum des disparités que l'on peut rencontrer entre les différentes cellules élémentaires qui composent le pack batteries d'un véhicule. Un des buts de ce chapitre sera d'étudier le nombre d'onduleurs mis en série pour réaliser une phase des convertisseurs en cascade. L'intérêt est de trouver un nombre optimal d'onduleurs qui permettront d'obtenir les meilleures performances énergétiques possibles pour les convertisseurs en cascade.

Quel que soit le type de convertisseurs d'électronique de puissance, ceux-ci sont réalisés à partir de semi-conducteurs. Dans des applications fortes puissances, la mise en parallèle de semi-conducteurs est souvent effectuée pour répartir le courant transitant par le convertisseur. Ce chapitre prendra en compte le nombre de semi-conducteurs mis en parallèle pour réaliser la fonction interrupteur au sein du convertisseur.

Dans une approche globale (association batteries – onduleurs – moteurs), nous comparons les gains entre les deux structures d'électronique de puissance retenues, associé aux caractéristiques mécaniques du véhicule considéré pour la partie basse vitesse du cycle de roulage normalisé du type NEDC (New European Driving Cycle). La comparaison des gains entre les structures sera établie avec l'impact de l'état de charge de la batterie du véhicule. L'objectif est de discerner la meilleure configuration possible au niveau des convertisseurs. C'est-à-dire de trouver la meilleure adéquation possible entre le nombre de semi-conducteurs en parallèle et le nombre d'onduleurs en série pour les convertisseurs en cascade, ceci quelle que soit la technologie des semi-conducteurs choisie et quel que soit le niveau de tension mis en jeu dans la chaîne de traction.

2. Dimensionnement des structures

2.1. Conception des convertisseurs

Lors de la conception d'un convertisseur de puissance, la fonction interrupteur au sein de la structure est réalisée à partir d'un seul ou plusieurs semi-conducteurs en parallèle. La mise en parallèle de semi-conducteurs est le plus souvent réalisée dans les domaines d'applications à fort courant. Cette mise en parallèle de semi-conducteurs permet de répartir le courant, donc les pertes dans la structure de conversion. La figure III-1 présente deux convertisseurs industriels où la mise de composants en parallèle est effectuée.

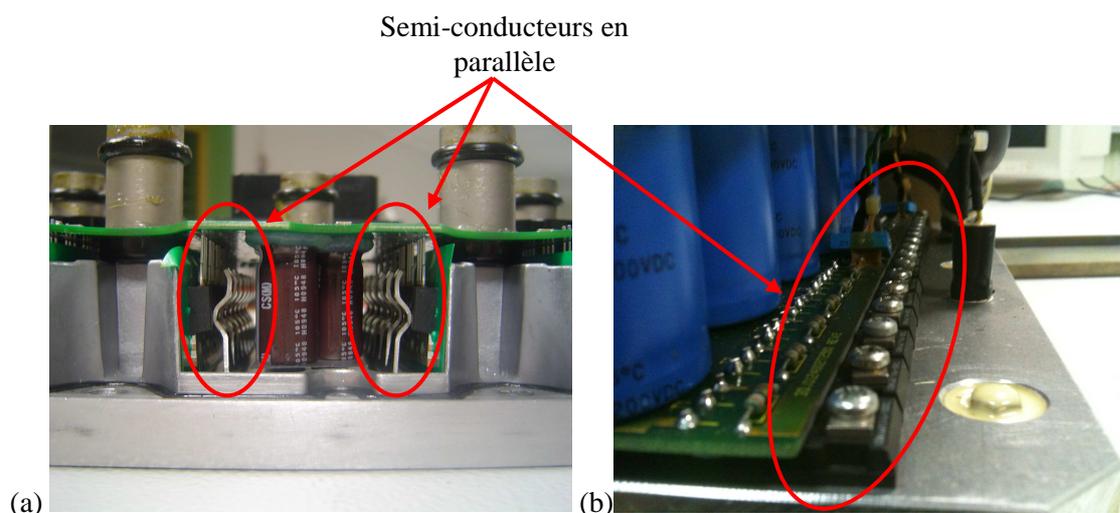


Figure III-1 : (a) Onduleur SEVCON 72V-350A (b) Hacheur ABB 120V-240A

Le nombre de semi-conducteurs en parallèle peut être choisi sur le critère du coût de la structure. Néanmoins, ce critère n'a pas été pris en compte dans notre étude et nous nous limiterons au critère de pertes. L'augmentation du nombre de semi-conducteurs, donc indirectement la surface de silicium installée, induira un coût plus élevé et il sera nécessaire de maîtriser les inductances de câblage et la répartition des courants entre les semi-conducteurs mis en parallèle, ainsi que la recherche d'un compromis optimal entre pertes par conduction et pertes par commutation.

Le fonctionnement de la chaîne de traction en TBT impose des courants plus importants que pour la BT, pour une même puissance. La mise en parallèle de composants sera donc nécessaire, voir obligatoire en TBT. Dans notre étude, le nombre de semi-conducteurs réalisant la fonction interrupteur de la structure sera étudié quel que soit le niveau de tension de la chaîne de traction.

2.2. Semi-conducteurs

Le nombre de semi-conducteurs disponibles sur le marché est important. De nombreuses documentations constructeur ont été collectées pour les technologies Silicium (IGBT, CoolMOS, MOSFET) et GaN (HEMT normally Off). Une importante base de données a été réalisée avec plusieurs semi-conducteurs de puissance. Celle-ci collecte toutes les données nécessaires pour le calcul des pertes au sein des semi conducteurs (V_{CE0} , R_{dIGBT} ,

$E_{TOT}(I)$, R_{DSon} , Q_{GD} , Q_G , V_{D0} , R_{dDIODE} , t_{RM} , I_{RM} , Q_{RR}). Les pertes de chaque interrupteur référencé sont calculées et comparées afin de trouver le meilleur composant pour la structure étudiée, en se basant sur les modèles développés dans le chapitre II.

Les calibres en tension sont ceux qui sont le plus répandus dans la vente de composants [FARNELL][RS][EPC]. Les calibres en tension vont de 600V pour les technologies IGBT et CoolMOS, de 500V à 12V pour les technologies MOSFET et de 200V à 40V pour les technologies GaN.

En fonction de la structure étudiée et de la tension que doivent supporter les composants, les composants offrant les meilleures performances sont utilisés pour calculer les pertes et rendement de la structure.

2.3. Evolution de la tenue en tension des semi-conducteurs

2.3.1. Répartition des batteries pour les convertisseurs en cascade

La tenue en tension des semi-conducteurs sera différente pour l'onduleur de tension et les convertisseurs en cascade. Le nombre d'onduleurs pour une phase des convertisseurs en cascade sera pris comme une variable. La tension supportée par les semi-conducteurs sera donc divisée par le nombre d'onduleurs pour une phase (comme vu à l'équation II-Eq10 du chapitre II).

L'une des innovations du projet VELECTA est de changer la technologie du pack de batteries. Les batteries utilisées seront de type lithium fer phosphate (LiFePO4) [PAD96]. La tension nominale d'une cellule élémentaire est de 3,3V [HUA10]. L'association série de ces cellules est nécessaire pour atteindre le niveau de tension demandé pour la chaîne de traction. Le nombre de cellules à mettre en série suivra la relation suivante :

$$Nb_Cellules_LiFePO4 = \frac{Tension_désirée}{Nb_de_convertisseur} \quad \text{III-Eq1}$$

La valeur de la tension désirée a été calculée dans le chapitre II pour l'onduleur de tension et les convertisseurs en cascade, pour les deux niveaux de tensions TBT et BT retenus pour la chaîne de traction. Une cellule LiFePO4 n'étant pas divisible, on arrondira le nombre à sa valeur supérieure pour garantir la tension désirée en fonction des convertisseurs. Les tableaux suivants indiquent le nombre de cellules LiFePO4 à mettre série pour atteindre approximativement les tensions désirées pour l'application en utilisant la relation III-Eq1.

Onduleur de tension

	TBT	BT
Tension d'alimentation du convertisseur	75V	300V
Nb de cellules LiFePO4 3.3V à mettre en série	~23 Cellules	~91 Cellules

Convertisseurs en cascade

	TBT	BT
Tension d'alimentation du convertisseur (pour une branche du convertisseur)	36V	150V
Nb de cellules LiFePO4 3.3V à mettre en série pour une branche du convertisseur	~11 Cellules	~46 Cellules

Pour les convertisseurs en cascade, nous avons fait le choix d'avoir une structure avec des sources de tension homogènes pour avoir une structure d'électronique de puissance la plus modulaire possible (cf chapitre I). Les cellules seront réparties sur les onduleurs d'une branche du convertisseur, de façon équilibrée, c'est-à-dire que l'on souhaite avoir la même tension à chaque entrée des onduleurs élémentaires de la structure. On cherchera donc à avoir un nombre de cellules LiFePO4 uniforme sur chaque entrée d'onduleur (figure III-2).

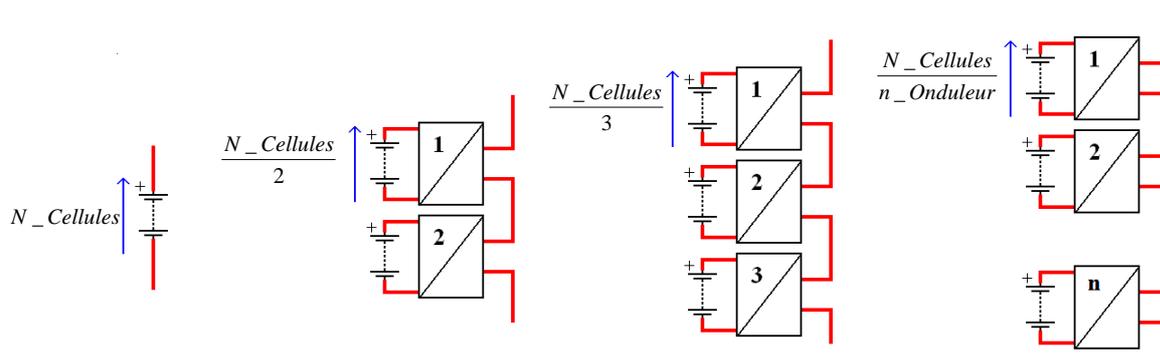


Figure III-2 : Répartition des cellules sur les onduleurs des convertisseurs en cascade

Le but est de faire varier le nombre d'onduleurs par phase. Ce nombre peut varier de 2 jusqu'au nombre total de cellules nécessaires pour atteindre la tension préconisée. Dans le cas de la BT, le nombre d'onduleurs sera de 46 au maximum et pour la TBT, ce nombre peut atteindre 11 onduleurs pour une branche du convertisseur.

Les onduleurs à mettre en série ne pourront pas être incrémentés linéairement. Par exemple en BT, pour une tension d'alimentation de 150V, si on met 10 onduleurs en cascade, la tension en entrée de l'onduleur sera de 15V. Ceci représente 4,54 cellules lithium LiFePO4 soit 5 cellules pour garantir la tension nécessaire. Tandis que pour 11 onduleurs par phase, la tension d'alimentation passe à 13,6V, soit 4,13 cellule lithium LiFePO4 que l'on arrondira toujours à 5. Ainsi pour passer à 4 cellules lithium à l'entrée d'un onduleur élémentaire, il faudra mettre 12 onduleurs en série pour une branche du convertisseur. L'étude pour 11 onduleurs par phase ne peut pas être faite car ce n'est pas physiquement réalisable. La figure III-3 présente la répartition des cellules lithium en fonction du nombre d'onduleurs pour le fonctionnement en BT.

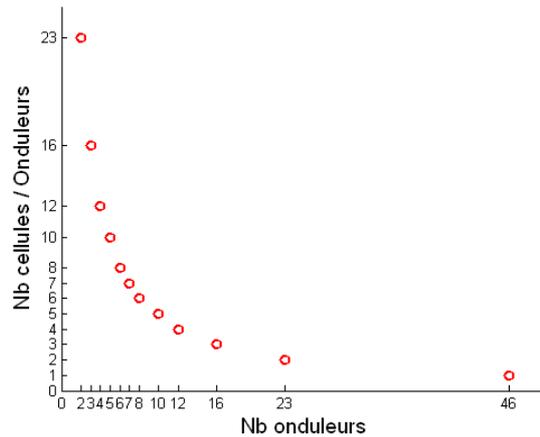


Figure III-3 : Répartition des cellules lithium en fonction du nombre d'onduleurs pour la BT

Le but est de conserver approximativement le même nombre de cellules LiFePO4 pour une branche des convertisseurs en cascade. Ainsi sur la figure III-3, il est possible de voir que certains nombres d'onduleurs par phase ne seront pas étudiés car la combinaison entre le nombre de cellules et le nombre d'onduleurs n'est pas réalisable.

Le problème de la répartition des cellules se retrouve aussi en TBT. La figure III-4 représente l'évolution de la répartition du nombre de cellules en fonction de l'onduleur pour une branche du convertisseur.

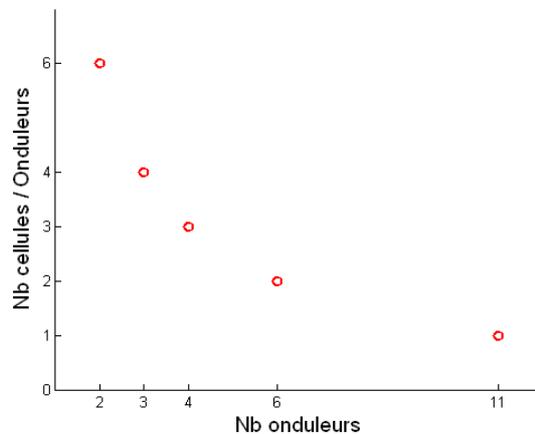


Figure III-4 : Répartition des cellules lithium en fonction du nombre d'onduleurs pour la TBT

Dans le domaine de la BT, le nombre d'onduleurs étudiés par phase des convertisseurs en cascade sera de 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 10, 12, 16, 23 et 46. Notre étude s'arrêtera pour 10 onduleurs car, du fait de l'association série des onduleurs, les pertes dans la structure risquent d'être très élevées. Néanmoins, la limitation à 10 convertisseurs permettra d'évaluer la tendance du rendement dans la structure pour un nombre de convertisseurs par phase très important. Le cas pour 9 onduleurs par phase ne sera pas traité du fait de l'impossibilité vue précédemment. Pour la TBT, le nombre de convertisseurs en série n'est pas élevé, la variation du nombre de convertisseurs sera étudiée pour de 2, 3, 4, 6 et 11 onduleurs par branche des convertisseurs en cascade.

2.3.2. Evolution de la tenue en tension des composants en BT

Dans cette partie nous nous intéresserons à l'évolution de la tenue en tension des composants en fonction du nombre d'onduleurs pour une branche du convertisseur. En ce qui concerne l'onduleur de tension la valeur de la tension d'alimentation sera de 300V. Un coefficient de sécurité de 2 a été choisi entre la tension que doit supporter le composant et son calibre en tension. Ce coefficient de 2 implique que la tenue en tension soit double par rapport à la tension d'alimentation du convertisseur. On choisira donc une tenue en tension de 600V pour les transistors de puissance. Ceci correspond parfaitement aux technologies IGBT et CoolMOS qui proposent des tenues en tension de cet ordre de grandeur.

Pour les convertisseurs en cascade, la tension en BT est de 150V. Comme l'étude commence pour deux onduleurs, la tension sera divisée par deux, soit 75V. Pour un coefficient de sécurité de 2, la tenue en tension devra être de 150V pour les interrupteurs de puissance. Les technologies d'interrupteurs qui seront utilisées seront essentiellement les transistors MOSFET et GaN. Cependant les calibres en tension du semi-conducteur possèdent des valeurs standardisées. Notamment pour les transistors GaN qui ont des tenues en tension de 200V, 150V, 100V, 60V et 40V [EPC]. Concernant les transistors MOSFET, les tenues en tension sont plus diversifiées, nous choisirons les tenues les plus répandues dans le commerce à partir des fournisseurs de composants électroniques tels que RS Components et Farnell [RS][FARNELL]. La figure III-5 présente l'évolution de la tension du bus DC en BT en fonction du nombre d'onduleurs par phase pour les convertisseurs en cascade. La tenue en tension des composants pour les technologies des transistors MOSFET et GaN est présentée pour voir leur évolution en fonction du nombre d'onduleurs et garantir le coefficient de sécurité de 2 entre leurs tenues en tension et la tension d'alimentation des onduleurs.

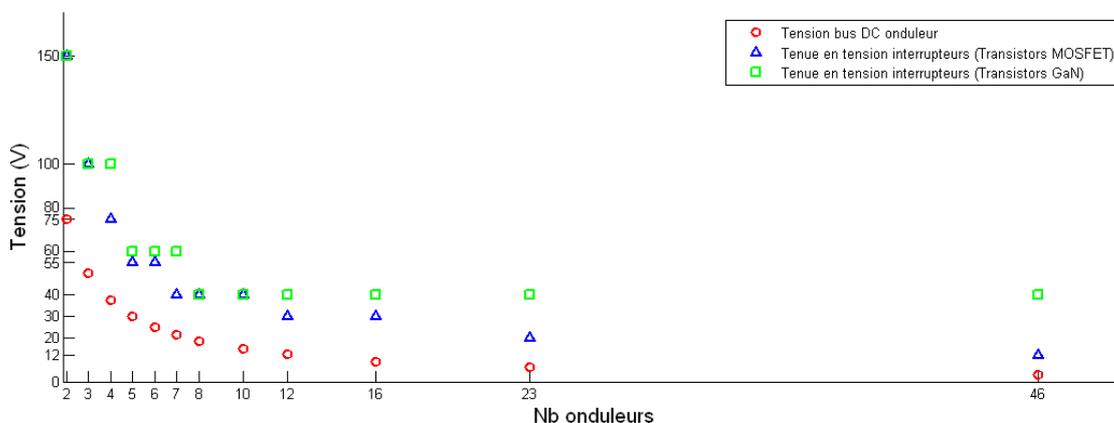


Figure III-5 : Evolution de la tension du bus DC de l'onduleur et choix de la tenue en tension des interrupteurs de puissances en BT

Lorsque le nombre d'onduleurs est important, la tenue en tension des composants pour les technologies GaN reste à 40V. Tandis que pour la technologie MOSFET, on retrouve d'autres tenues en tension telles que 30V, 20V et 12V. Comme notre étude s'arrête à 10 onduleurs par phase, la tenue en tension minimale des interrupteurs de puissance sera de 40V pour les technologies MOSFET et GaN.

2.3.3. Evolution de la tenue en tension des composants en TBT

La figure III-6 présente le choix de la tenue en tension des composants pour le fonctionnement en TBT. Cependant, les niveaux de tensions mises en jeu ne feront intervenir aucune différence entre les tenues en tension des composants pour les transistors GaN.

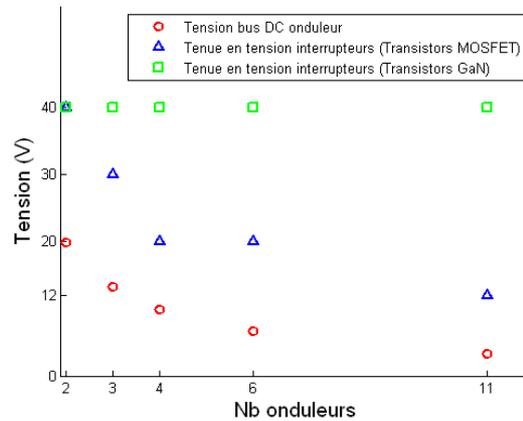


Figure III-6 : Evolution de la tension du bus DC de l'onduleur et choix de la tenue en tension des interrupteurs de puissances en TBT

Les transistors GaN ne possédant pas de tenue en tension inférieure à 40V, la tenue en tension sera la même quel que soit le nombre de convertisseurs en cascade. La technologie MOSFET présente plusieurs calibres en tension utilisables pour notre étude.

2.4. Calibre en courant des semi-conducteurs

Maintenant que les tenues en tension des composants ont été déterminées pour les différentes configurations des structures, il est nécessaire de connaître les calibres de courant des interrupteurs de puissance. Pour cela, il faut déterminer le courant efficace traversant le composant. A partir de la loi de commande des onduleurs et des courants d'alimentations des moteurs, il est possible de connaître la forme du courant dans un interrupteur et de déduire le courant qu'il doit supporter. Les courants vus par les interrupteurs de l'onduleur de tension et les convertisseurs en cascade seront les mêmes car l'association série des onduleurs pour les convertisseurs en cascade implique que le courant traversant chaque interrupteur soit identique. La forme du courant que supporte un interrupteur de puissance pour les structures étudiées est représentée sur la figure III-7.

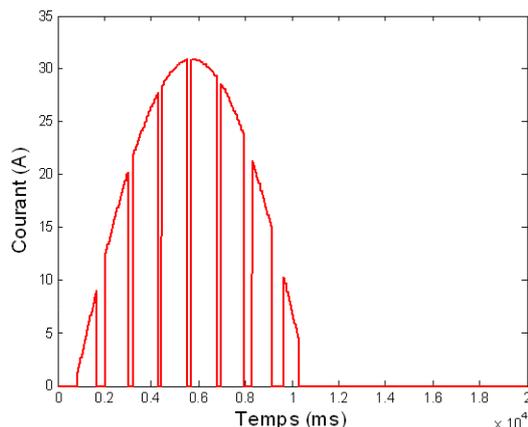


Figure III-7 : Forme du courant dans un interrupteur des structures étudiées (pour une fréquence de découpage réduite pour la visualisation des courbes)

En connaissant le courant dans une phase du moteur et la commande du convertisseur il est possible de calculer le courant efficace traversant l'interrupteur de puissance avec la formule suivante :

$$I_{Teff}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\varphi}^{\varphi+\pi} \alpha(\theta) \cdot (I_{seff} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(\theta - \varphi))^2 d\theta \quad \text{III-Eq2}$$

Avec : φ le déphasage entre la tension et le courant [Sans unité]

I_{seff} le courant efficace dans la charge [A]

La variation du rapport cyclique $\alpha(\theta)$ a été établie à partir de l'équation II-Eq3 dans le chapitre II. Après intégration de l'équation III-Eq2, on obtient la valeur du courant efficace que doit supporter l'interrupteur de puissance à l'équation III-Eq3. L'équation ainsi obtenue permet de connaître le courant efficace de l'interrupteur en fonction de la profondeur de modulation, la valeur efficace du courant et le facteur de puissance du moteur.

$$I_{Teff} = (I_{seff} \sqrt{2}) \sqrt{\left[\frac{1}{8} + \frac{r}{3\pi} \cdot \cos\varphi \right]} \quad \text{III-Eq3}$$

A partir des données constructeurs des moteurs de l'annexe B, il est possible de connaître l'évolution du courant efficace que doit supporter l'interrupteur de puissance pour tous les points de fonctionnement du moteur. La profondeur de modulation est calculée en fonction de la tension d'alimentation des convertisseurs et la tension efficace à fournir aux moteurs. On utilisera les formules II-Eq8 pour l'onduleur de tension ou la formule II-Eq9 pour les convertisseurs en cascade définie au chapitre II. La valeur du courant efficace I_{seff} et le facteur de puissance $\cos\varphi$ sont récupérés à partir des données constructeurs pour les moteurs de l'annexe B. Les courants efficaces dans les interrupteurs de puissance sont présentés sur la figure III-8 pour la TBT et la BT pour les plages de couple et de vitesse des moteurs étudiés.

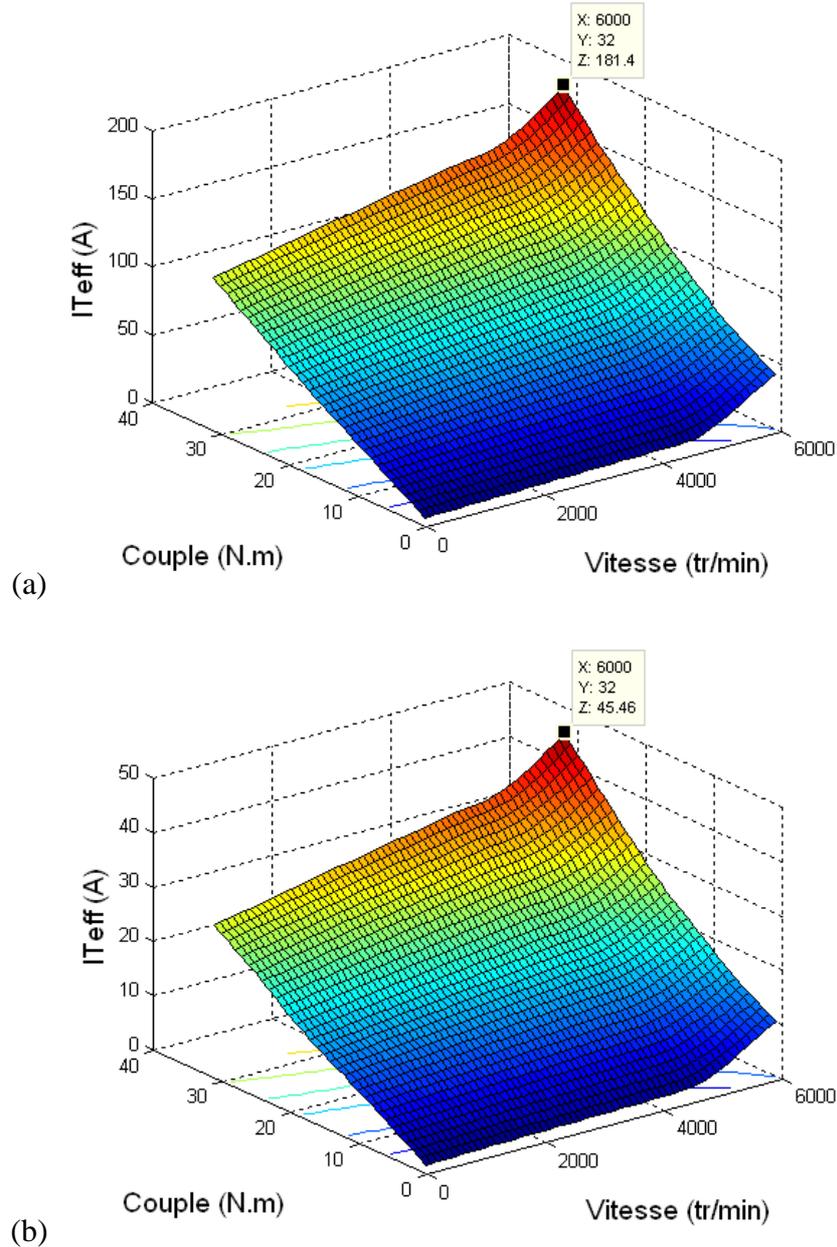


Figure III-8 : Evolution du courant efficace dans un interrupteur de puissance (a) pour la TBT (b) pour la BT en fonction des caractéristiques moteur

Quel que soit le niveau de tension utilisé, il est possible de remarquer que la forme des variations du courant efficace dans l’interrupteur de puissance est la même en fonction des points de fonctionnement du moteur. Cependant les niveaux de courant sont différents pour les deux cas, dans notre étude, nous choisirons le courant maximal pour la TBT et la BT qui se trouve au point limite de fonctionnement du moteur (6000tr/min et 32Nm). Pour la TBT, le courant efficace maximal que doit supporter l’interrupteur sera de 181A tandis que pour la BT le courant maximal est de 45,5A. Les interrupteurs de puissance pour la TBT devront supporter un courant 4 fois supérieur aux interrupteurs de la BT.

2.5. Références des composants retenus pour notre étude

Les composants retenus pour notre étude sont présentés. Ils sont classés par technologie (IGBT, CoolMOS, MOSFET et GaN). Les références des composants, les tenues

en tension définies dans les parties 2.3.2 et 2.3.3 sont indiquées dans le tableau suivant. Concernant les diodes, nous utiliserons celles qui sont intrinsèques aux composants de puissance. Les calibres en courant pour chaque interrupteur choisi sont indiqués dans le tableau.

	Référence fabricant	Tenue en tension	Calibre en courant
IGBT+ Diode associée	SGH80N60UFD	600V	80 A
CoolMOS	SPW52N50C3	600V	52 A
MOSFET	IPP075N15N3	150V	100 A
	SUP90N10	100V	90 A
	IRFB3207PBF	75V	180 A
	SUM110N05-06L	55V	110 A
	BSC014N03LS G	30V	100 A
	BSC019N02KS G	20V	100 A
	IRL3802PBF	12V	84 A
GaN	EPC1011	150V	12 A
	EPC1001	100V	25 A
	EPC1005	60V	25 A
	EPC1015	40V	33 A

Les calibres en courant des interrupteurs commercialisés sont très variés. A partir du tableau précédent, il est possible de retrouver des calibres en courant largement suffisants pour le fonctionnement en BT. Par contre, dans le domaine de la TBT, la mise en parallèle de semi-conducteurs sera nécessaire, voir incontournable pour supporter les valeurs de courant calculées. Par exemple dans le cas de l'onduleur de tension en BT, les composants devront avoir une tenue en tension de 150V pour un Bus DC 75V. La société EPC propose des transistors GaN avec une tenue en tension de 150V et un calibre en courant de 12A (référence fabricant du composant EPC1011). Afin de supporter un courant de 181A, il sera nécessaire de mettre jusqu'à 16 composants en parallèle. Tandis pour la technologie MOSFET, il est commun de retrouver des calibres en courant jusqu'à 100A (référence fabricant du composant IPP072N15N3). Ainsi le nombre de composants à mettre en parallèle sera au minimum de 2 pour supporter le courant de la chaîne de traction.

3. Etude des rendements des structures

3.1. Préambule

Comme vu dans la partie précédente, la mise en parallèle de composants pour réaliser la fonction interrupteur au sein des onduleurs sera obligatoire pour la TBT. Le nombre de composants à mettre en parallèle peut être choisi sur le critère du coût de la structure.

L'amélioration du rendement peut impliquer un coût plus important pour réaliser la structure de puissance. Comme notre étude est plus orientée sur les performances des convertisseurs étudiés, le critère du coût des semi-conducteurs n'a pas été pris en compte. Néanmoins, il est intéressant de voir comment se comporte le rendement de la structure pour un nombre variable d'interrupteurs en parallèle. Le choix final doit être fait par le concepteur, celui-ci pourra en déduire le prix de revient de son convertisseur pour obtenir les performances qu'il souhaite. Sur la figure III-9, on montre l'évolution du rendement de l'onduleur de tension en TBT pour la vitesse nominale du moteur (3550 tr/min) en fonction du couple pour un nombre différent de semi-conducteurs en parallèle. Les composants de puissance utilisés sont des MOSFET de la marque Infineon d'une tenue en tension de 150V et d'un calibre en courant de 100A pour une température de jonction de 25°C (référence fabricant du composant IPP072N15N3).

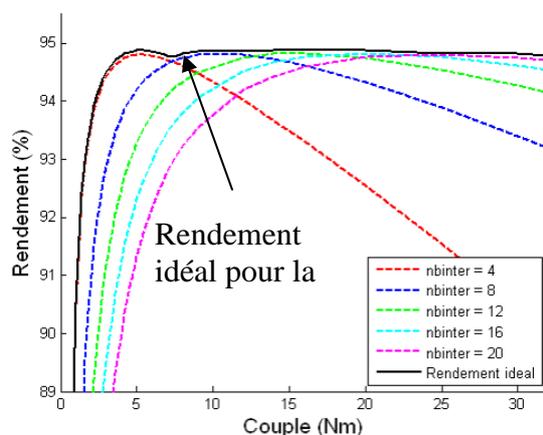


Figure III-9 : Evolution des rendements pour l'onduleur de tension TBT en fonction du couple du moteur à sa vitesse nominale (3550 tr/min) avec un nombre de semi-conducteurs en parallèle variable (MOSFET 150V)

L'évolution des rendements sur la figure III-9 montre qu'il y a clairement un intérêt à mettre plusieurs semi-conducteurs en parallèle pour augmenter les performances de l'onduleur. Cependant, si ce nombre est trop élevé, ce n'est pas bénéfique pour les faibles valeurs de couple, donc pour des faibles valeurs de puissance. Le fonctionnement d'un véhicule est le plus souvent composé de pics d'accélération, de décélération, de freinages et de différents paliers de vitesse. Il ne fonctionne que très rarement au même point de puissance. Dans l'idéal, il faudrait disposer de plusieurs circuits de commande pour piloter plus ou moins les interrupteurs de la structure des convertisseurs pour avoir le rendement maximal (noté rendement idéal sur la figure III-9). Ceci permettrait d'obtenir toujours un bon rendement quel que soit le point de fonctionnement du véhicule. Cette approche de rendement maximal est abordée par exemple dans [KOL12] pour augmenter les performances des structures d'électronique de puissance. Cependant l'augmentation du nombre de drivers pour piloter plus ou moins les interrupteurs de puissance va encore augmenter le prix et risque de rendre plus complexe les stratégies de commande du convertisseur.

Pour un cycle de conduite réel, c'est-à-dire, des variations de vitesse et de couple permanentes sur le véhicule, un trop grand nombre d'interrupteurs risque de dégrader fortement les performances de la structure de puissance. Ainsi il sera intéressant de confronter l'étude du nombre de semi-conducteurs à mettre en parallèle à un cycle de roulage. Ceci permettra sans doute de définir un nombre optimal de composants à mettre en parallèle pour obtenir les meilleures performances sur le convertisseur de puissance, pour le cycle considéré.

Cette étude sera présentée un peu plus tard dans le mémoire. Dans un premier temps nous présenterons quelques résultats sur l'évolution des rendements des structures étudiées pour quelques cas avant d'effectuer une étude plus générale.

3.2. Rendement des convertisseurs étudiés

Dans cette partie, on s'intéresse à quelques cas particuliers afin de montrer les tendances de l'évolution des rendements pour l'onduleur de tension et les convertisseurs en cascade. Les résultats qui seront présentés sont effectués pour la vitesse nominale du moteur qui est de 3550tr/min. On montrera l'évolution du rendement pour toute la plage de couple du moteur, de 0 à 32Nm.

Au niveau de fonctionnement des structures de puissance, on souhaite garder une fréquence de découpage en sortie à 20kHz, pour rester dans les zones de fréquences inaudibles chez l'être humain. Pour les convertisseurs en cascade, la fréquence de commutations des interrupteurs de puissance diminuera en fonction du nombre d'onduleurs qui sont mis en série par phase (comme vu à l'équation I-Eq3 du chapitre I grâce à la commande MLI de type PSPWM).

3.2.1. Rendement avec des transistors MOSFET pour la TBT

La variation du nombre d'onduleurs par phase, le saut technologique des interrupteurs de puissance, le nombre de semi-conducteurs à mettre en parallèle et le niveau de tension mis en jeu dans la chaîne de traction font que le nombre de configurations à étudier est très important. Afin de ne pas alourdir le rapport et de présenter toutes les différentes possibilités au niveau des structures, nous nous concentrerons dans un premier temps sur certains aspects qui semblent les plus pertinents pour notre étude.

Le nombre de semi-conducteurs en parallèle étant étudié, on s'intéressera à quelques cas particuliers. La figure III-10 présente l'évolution des rendements pour l'onduleur de tension et les convertisseurs en cascade pour la TBT. Nous nous pencherons tout d'abord sur une technologie MOSFET pour les interrupteurs de puissance. Le nombre d'interrupteurs en parallèle est fixé à 8. Pour les convertisseurs en cascade, le nombre d'onduleurs est de 2, 3, 4, 6 et 11.

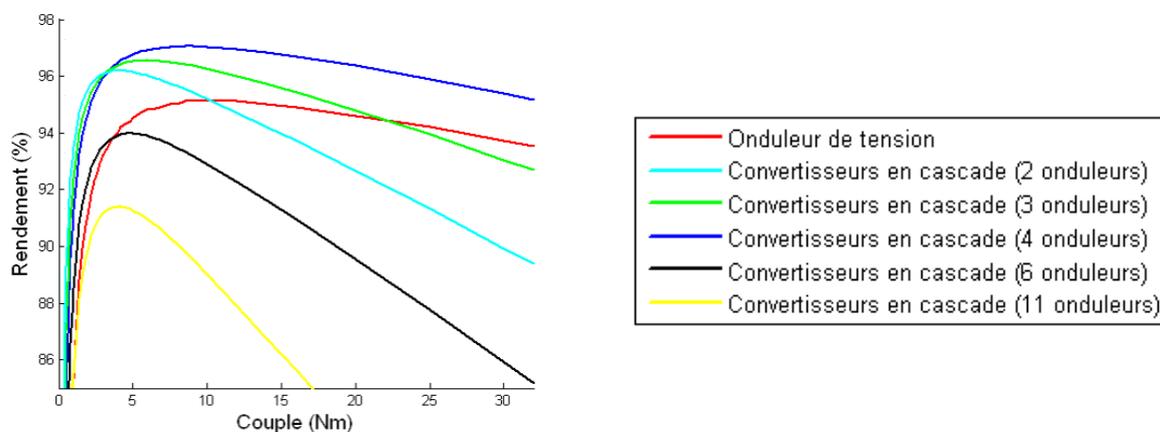


Figure III-10 : Evolutions des rendements en TBT de l'onduleur de tension et des convertisseurs en cascade pour 8 interrupteurs en parallèle.

La figure III-10 montre un meilleur rendement pour les convertisseurs en cascade par rapport à l'onduleur de tension. Les meilleurs résultats sont obtenus pour 4 onduleurs en série sur une phase du convertisseur. Cependant il est possible de voir que les rendements se dégradent fortement lorsque le nombre d'onduleurs est de 6 et 11. Un nombre d'onduleurs trop important par phase n'est pas bénéfique pour les performances de la structure de puissance. Ceci est dû à l'augmentation du nombre total d'interrupteurs de la structure. Sur la figure III-11 on choisit de mettre 16 interrupteurs en parallèle.

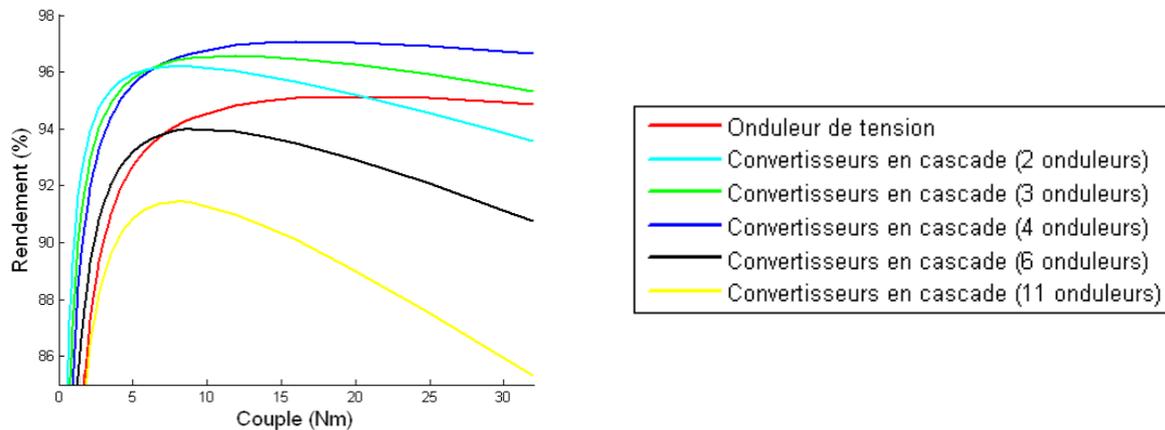


Figure III-11 : Evolution des rendements en TBT de l'onduleur de tension et des convertisseurs en cascade pour 16 interrupteurs en parallèle.

Un nombre plus important d'interrupteurs implique des changements peu notables sur le rendement maximal des structures. On assiste à un déplacement du rendement maximal vers des valeurs de couple plus importantes. Dans le domaine de la TBT et pour une technologie d'interrupteur MOSFET, les meilleurs rendements sont toujours obtenus pour un nombre de 4 onduleurs en série pour une phase des convertisseurs en cascade.

3.2.2. Comparaison des transistors GaN pour la TBT

Nous nous intéressons maintenant à l'observation de l'évolution des rendements entre l'onduleur de tension et les convertisseurs en cascade pour des transistors de type GaN. L'onduleur de tension nécessite l'utilisation de transistors avec une tenue en tension de 150V tandis que pour les convertisseurs en cascade la tenue en tension ne sera toujours que de 40V.

Entre les tenues en tension de 150V et 40V, les calibres en courant pour un seul interrupteur élémentaire sont respectivement de 12A et 33A (référence fabricant EPC1011 et EPC1015). Il faudra jusqu'à 3 interrupteurs en parallèle pour le composant avec une tenue en tension de 150V afin d'avoir le même calibre en courant que le composant ayant 40V de tenue en tension. Le courant maximal que doit supporter les interrupteurs de puissance pour la TBT est de 181A (Cf. partie 2.4 de ce chapitre). Pour la référence EPC1015, avec un calibre de 33A, il faudra au minimum 6 interrupteurs en parallèle. Pour la référence EPC1011 il en faudra 16 pour supporter les courants de la TBT.

La figure III-12 représente l'évolution du rendement des convertisseurs de puissance étudiés pour la vitesse nominale du moteur. Le nombre d'interrupteurs en parallèle est de 16 pour l'onduleur de tension. Pour les convertisseurs en cascade le nombre d'interrupteurs en parallèle est fixé à 6.

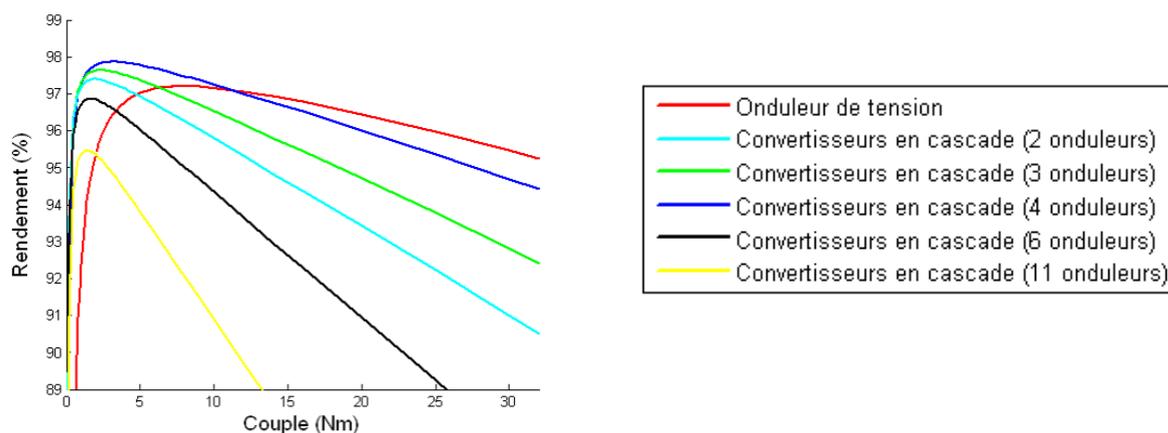


Figure III-12 : Evolutions des rendements en TBT de l'onduleur de tension et des convertisseurs en cascade avec la technologie GaN. (16 interrupteurs en parallèle pour l'onduleur de tension contre 6 pour les convertisseurs en cascade)

Sur la figure III-12, on peut constater que le rendement maximal atteint 98%. De même que pour la technologie MOSFET, les meilleures performances pour les convertisseurs en cascade sont obtenues pour 4 onduleurs par phase du convertisseur avec la technologie GaN.

Malgré un nombre d'interrupteurs plus important à mettre en parallèle, les transistors GaN offrent de meilleurs rendements par rapport à la technologie MOSFET. La rupture technologique entre les GaN et les MOSFET permet de gagner deux points sur le rendement sur l'onduleur de tension.

3.2.3. Comparaison des rendements pour la BT

Pour le domaine de la BT, nous comparons d'abord les évolutions des rendements pour les technologies CoolMOS et IGBT pour l'onduleur de tension simple. La référence du composant retenu pour la technologie IGBT est SGH80N60UFD avec un calibre en courant de 80A. Pour la technologie CoolMOS, la référence du composant retenu pour le calcul des pertes est SPW52N50C3, il est donné pour un calibre en courant de 52A.

Cependant les calibres de courant donnés ici pour ces deux technologies sont valides pour une température de jonction de 25°C. Dans les données constructeurs les calibres en courant pour une température de jonction de 100°C sont donnés pour 40A pour l'IGBT et 30A pour le CoolMOS. Quelle que soit la technologie, il faut au minimum 2 interrupteurs à mettre en parallèle pour supporter le courant maximal en BT si on suppose une température de jonction du composant à 125°C. Le courant maximal que doit supporter l'interrupteur est de 45,5 A, ce cas de figure n'arrive que dans les conditions extrêmes de fonctionnement de l'onduleur. Pour le point de fonctionnement nominal du moteur pour la BT, c'est-à-dire pour une puissance active de 9,3 kW (Vitesse de 3550tr/min et un couple de 25Nm), le courant que doit supporter l'interrupteur de puissance sera de 27A. Notre étude commencera par un seul interrupteur, ensuite nous étudierons l'évolution des rendements pour un nombre d'interrupteurs en parallèle plus important.

La figure III-13 montre l'évolution du rendement de l'onduleur pour un nombre d'interrupteurs en parallèle de 1, 3 et 5 entre la technologie IGBT et CoolMOS.

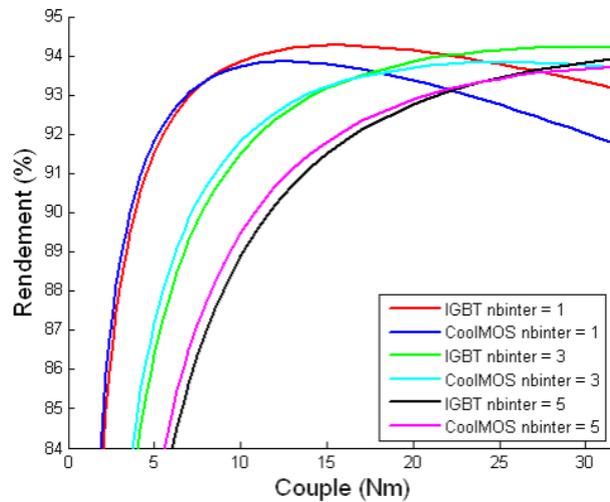


Figure III-13 : Evolution des rendements en BT pour l'onduleur de tension entre les technologies CoolMOS et IGBT pour un nombre d'interrupteurs de 1, 3 et 5 en parallèle

Sur la figure III-13, on peut constater que les IGBT présentent de meilleures performances pour un seul interrupteur. Par contre les CoolMOS ont un meilleur rendement pour des valeurs de couple plus faibles. Les transistors CoolMOS semblent devenir intéressants lorsque le nombre d'interrupteurs en parallèle est important.

La figure III-14 montre l'évolution du rendement pour les transistors IGBT et CoolMOS pour le point de fonctionnement nominal du moteur (3550tr/min et 25Nm) en fonction du nombre d'interrupteurs que l'on met en parallèle.

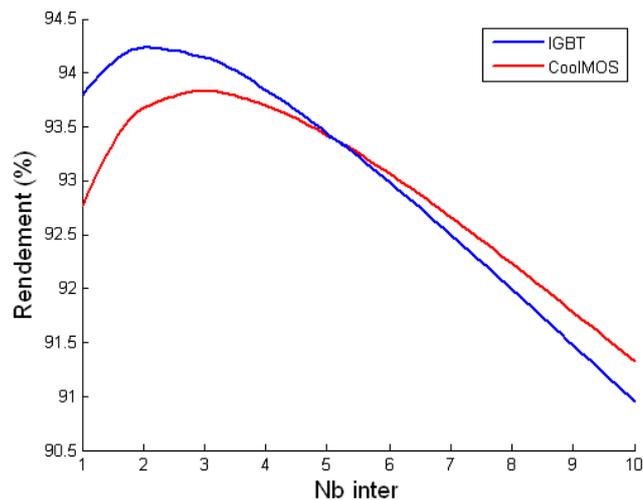


Figure III-14 : Evolution du rendement de l'onduleur de tension pour le point de fonctionnement nominal du moteur (3550tr/min et 25 Nm) pour les technologies IGBT et MOSFET en fonction du nombre d'interrupteur en parallèle.

Sur la figure III-14, les transistors CoolMOS dominent par rapport au IGBT à partir de 6 interrupteurs en parallèle pour le point de fonctionnement nominal du moteur.

3.2.4. Rendement pour les convertisseurs en cascade pour la technologie MOSFET

Nous étudions ici l'évolution des rendements pour les convertisseurs en cascade dans le domaine de la BT. Les niveaux de tension que doivent supporter les interrupteurs de puissance sont au maximum de 75V lorsque l'on a 2 onduleurs en série. Seule la technologie MOSFET sera étudiée pour le moment pour les convertisseurs en cascade. Nous nous limiterons à un seul semi-conducteur par interrupteur pour présenter les principales évolutions des rendements des convertisseurs en cascade. Les calibres en courant pour les transistors de puissance que l'on retrouve sur le marché peuvent largement supporter les courants de 45A calculés pour le fonctionnement en BT de la chaîne de traction.

La figure III-15 montre l'évolution des rendements des rendements pour 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 et 10 onduleurs pour une phase des convertisseurs en cascade.

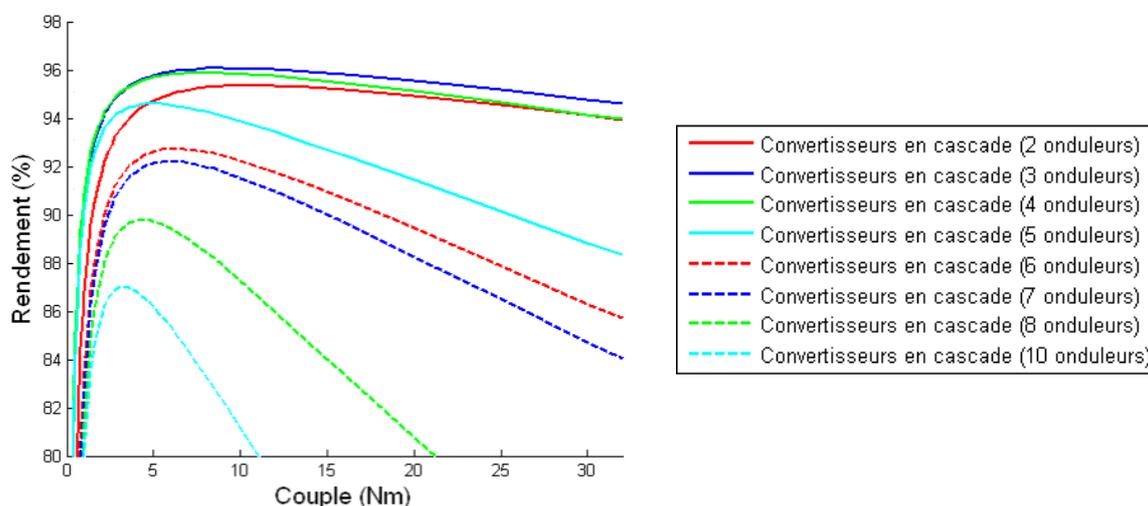


Figure III-15 : Rendement des convertisseurs en cascade en BT pour la technologie MOSFET

Les meilleures performances sont atteintes pour 3 onduleurs par phase. Il est possible de constater que ces rendements se dégradent et deviennent faibles lorsque le nombre d'onduleurs en série devient élevé.

3.2.5. Rendement pour les convertisseurs en cascade pour la technologie GaN

De la même façon que pour la partie précédente, nous présentons l'évolution des rendements pour les convertisseurs en cascade avec exclusivement la technologie GaN. La figure III-16 présente l'évolution des rendements toujours pour 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 et 10 onduleurs pour une phase du convertisseur. Par contre, on choisira de mettre 2 composants de puissance en parallèle pour supporter le courant de 45A. La majorité des composants commercialisés par EPC ont un calibre maximal en courant de 25 et 33A. Il faut noter que l'on prendra par contre 4 semi-conducteurs en parallèle pour 2 onduleurs par phase. En effet ceux-ci doivent avoir une tenue en tension de 150V et les seuls calibres en courant disponibles pour cette tenue en tension sont de 12A.

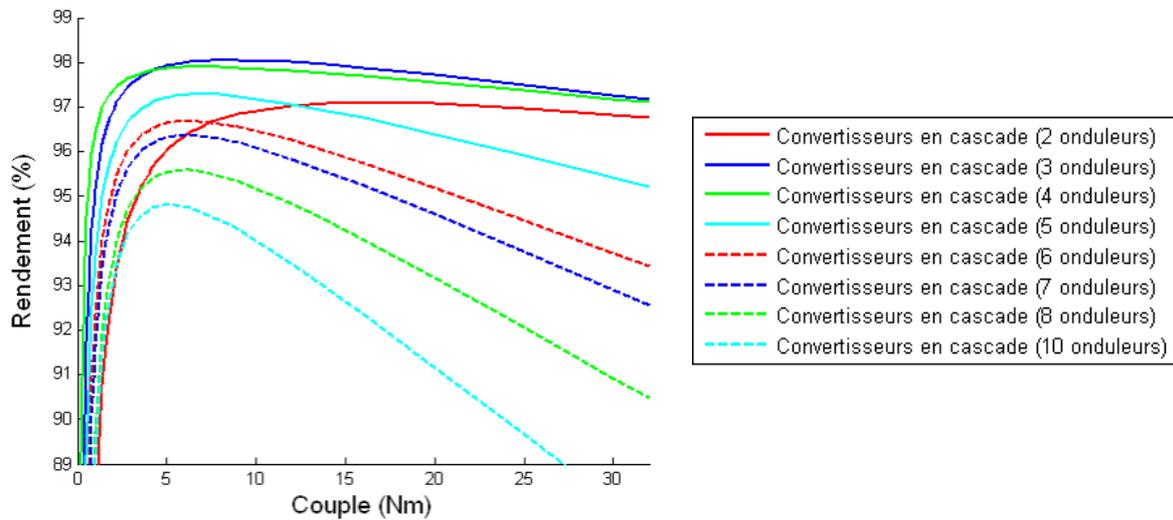


Figure III-16 : Rendement des convertisseurs en cascade en BT pour la technologie GaN

Sur la figure III-16, on remarque les mêmes tendances pour les évolutions des rendements que pour la technologie MOSFET. Le meilleur rendement est de 98% pour 3 ondulateurs en série par phase. Les rendements se dégradent pour un nombre élevé d'ondulateurs par phase.

3.3. Conclusion sur les rendements des structures étudiées

Les multiples configurations de cette étude rendent difficiles le choix de la meilleure combinaison pour les technologies de l'interrupteur et leur nombre à mettre en parallèle. Les parties précédentes montrent que les convertisseurs en cascade dominent en terme de rendement par rapport à l'ondulateur de tension. Pour les convertisseurs en cascade, on peut même trouver un optimum sur le nombre d'ondulateurs à mettre en série afin d'obtenir le meilleur rendement possible. Au niveau des technologies des semi-conducteurs de puissance, les meilleurs rendements sont obtenus par les convertisseurs en cascade et les technologies des transistors GaN.

Le nombre de semi-conducteurs que l'on met en parallèle dans la structure n'a pas été étudié dans les parties précédentes. De manière générale un véhicule ne fonctionne jamais à un seul point de fonctionnement, il est donc intéressant d'étudier comment se comportent les performances de ces structures pour un cycle de roulage en fonction de ce nombre de semi-conducteurs en parallèle. Une étude sur un cycle de roulage permettra de voir l'impact que peut avoir un nombre important de semi-conducteurs en parallèle. Les parties suivantes confrontent les convertisseurs étudiés à un cycle de roulage avec les différentes variables choisies (nombre d'ondulateurs en série pour les convertisseurs en cascade, nombre d'interrupteurs en parallèle, fonctionnement en TBT ou BT pour la chaîne de traction). Le but est de trouver l'optimum pour chaque structure étudiée et de déterminer le nombre d'interrupteurs à utiliser pour obtenir les meilleurs gains énergétiques pour la chaîne de traction. C'est à dire de trouver et de définir pour un cycle de conduite le meilleur choix à faire pour les convertisseurs étudiés, celui qui permet de garantir les meilleures performances que l'on souhaite sur le véhicule.

4. Etudes des bilans énergétiques des structures pour un cycle de conduite donné

4.1. Cycle de conduite normalisé

Jusqu'à présent, les performances des structures ont été essentiellement évaluées pour la vitesse nominale du moteur. Le fonctionnement d'un véhicule électrique est constitué d'accélération, de décélération et de différents niveaux de vitesse. Dans cette partie on souhaite étudier les différents gains énergétiques en fonction de l'onduleur choisi et pour un cycle de roulage normalisé afin d'y établir les performances pour les différentes configurations des convertisseurs étudiés.

Le cycle de roulage utilisé est le cycle NEDC (New European Driving Cycle) [DIR70]. C'est un cycle de conduite automobile normalisé qui reproduit les conditions de conduite que l'on peut rencontrer sur les routes européennes. Il permet de comparer les performances des automobiles sur leurs consommations et les émissions de polluants. Son principe est de réaliser un scénario formé d'accélération/décélération et de plusieurs paliers de vitesse. L'évolution au cours du temps de ce scénario de conduite est représenté sur la figure III-17.

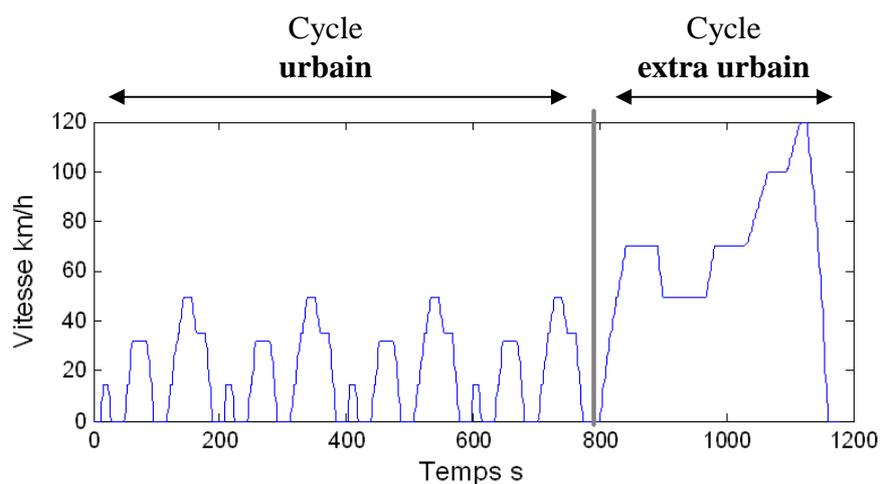


Figure III-17 : Cycle NEDC

Le cycle NEDC se déroule sur une période de 20 minutes soit 1200 secondes. Ce cycle se compose de plusieurs parties, la première partie (jusqu'à 800 secondes) s'appuie sur un cycle plus ancien nommé ECE-15, il est répété 4 fois et représente la partie urbaine du cycle de conduite NEDC. La seconde partie correspond à la partie extra urbaine qui est nommée EUDC (Extra-Urban Driving Cycle). Le véhicule électrique étudié est destiné pour usage urbain ou pour des sites industriels fermés, seule la partie urbaine de ce cycle sera retenue pour notre étude et le cycle extra-urbain ne sera pas pris en compte. Un des inconvénients du cycle de conduite étudié est qu'il se déroule sur terrain plat, il n'y a pas de prise en compte du dénivelé qui peut être rencontré sur une route de montagne par exemple.

En connaissant les caractéristiques mécaniques du véhicule (poids, aérodynamisme, rapport de réduction entre les moteurs et les roues, diamètre des roues), il est possible de déduire le couple et la vitesse que doit fournir le moteur du véhicule. Le cycle permettra de

connaître le point de fonctionnement de la chaîne de traction et de comparer les énergies consommées par le véhicule pour les différentes configurations choisies dans notre étude pour la chaîne de traction du véhicule.

4.2. Outil de calcul des performances de la chaîne de traction

Un outil de calcul des performances énergétiques a été réalisé par l'IFSTTAR qui est un partenaire du projet VELECTA. Il a été développé dans les années 2000 par le Laboratoire de Transports et Environnement (LTE) et l'Institut National de REcherche sur les Transports et leur Sécurité (INRETS) [JEA99][TRI04]. Cet outil réalisé sous l'environnement Matlab/Simulink, modélise les différentes parties du véhicule telles que les batteries et les caractéristiques mécaniques du véhicule. Il permet entre autre de connaître l'impact sur l'état de charge de la batterie pour un cycle de conduite choisi. Le logiciel se compose d'une interface dans lequel l'utilisateur choisit le type de véhicule qu'il veut étudier et le cycle de roulage auquel il veut que le véhicule soit soumis. L'interface utilisateur du logiciel est présentée sur la figure III-18.

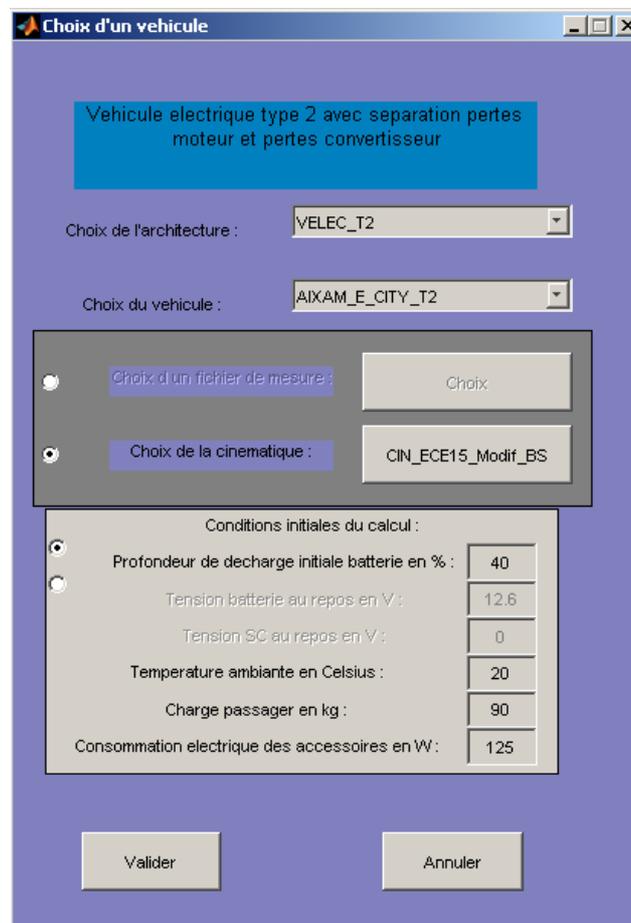


Figure III-18 : Interface utilisateur

Le programme permet de choisir des conditions initiales pour la simulation comme la profondeur de décharge initiale du pack de batteries, la température ambiante à laquelle est soumis le véhicule, d'ajouter des masses supplémentaires comme le poids du passager et de fixer la consommation des accessoires du véhicule. Les conditions initiales pour notre étude sont indiquées sur la figure III-18 et seront les mêmes quelle que soit la configuration choisie pour les convertisseurs étudiés.

Une fois que tous les éléments ont été initialement définis, le logiciel lance la simulation sous simulink. La représentation du véhicule est faite sous forme de schéma bloc comme présenté sur la figure III-19.

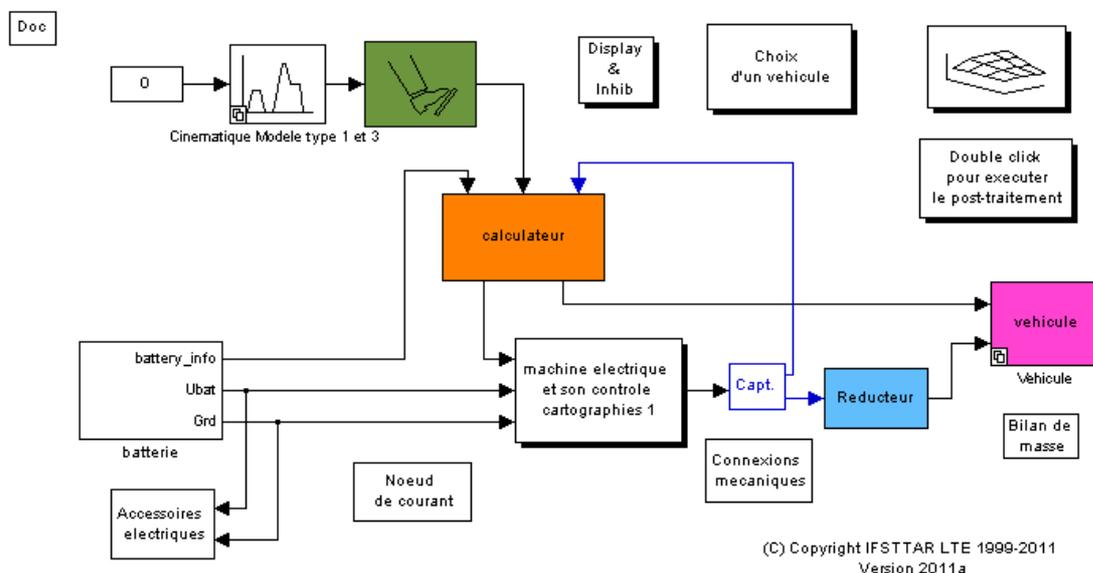


Figure III-19 : Environnement du véhicule

A partir de cet environnement, on a accès aux différents modèles des éléments du véhicule. Il permet aussi de tracer les caractéristiques et les données de fonctionnement de la chaîne de traction. Par exemple, la figure III-20 montre les variations du couple sur l’arbre du moteur et la vitesse du véhicule pour le cycle basse vitesse du cycle NEDC.

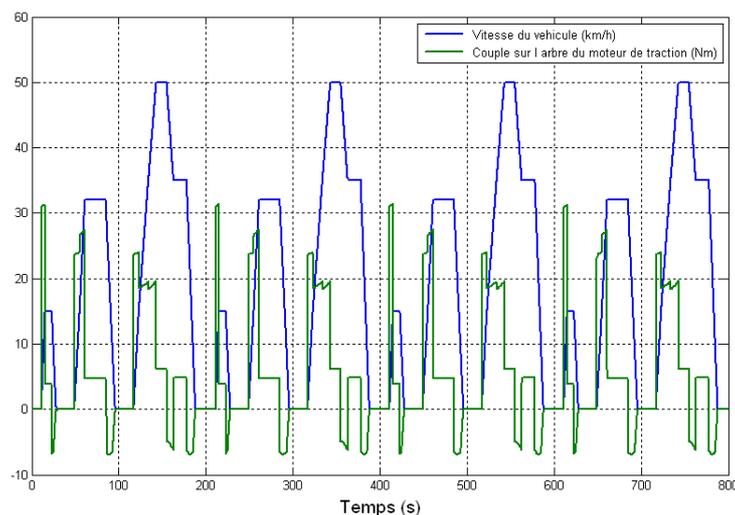


Figure III-20 : Variation du couple sur l’arbre du moteur et de la vitesse du véhicule pour la partie basse vitesse du cycle NEDC

Sur la figure III-19, le bloc « machine électrique et son contrôle cartographie 1 » contient les modèles pour le convertisseur d’électronique de puissance et le moteur du véhicule. La figure III-21 représente ce que contient ce bloc de la simulation.

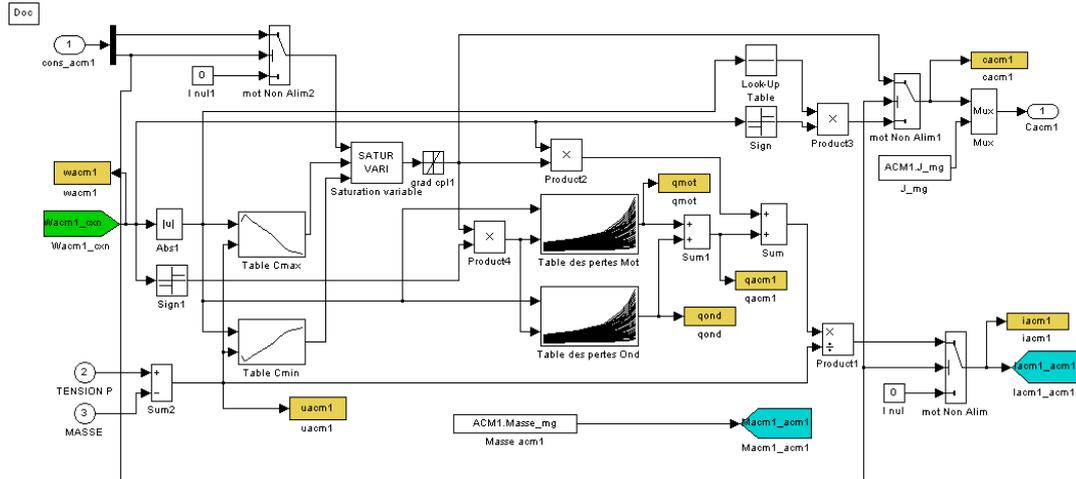


Figure III-21 : Modèle de pertes du convertisseur de puissance et du moteur

Le bloc « machine électrique et son contrôle cartographie 1 » contient les tables des pertes que l'on appelle aussi cartographie pour le moteur et le convertisseur de puissance. Notre intervention a été essentiellement réalisée sur les tables de pertes du moteur et de l'onduleur. L'association des cartographies des moteurs et des onduleurs permet d'obtenir les pertes dans la chaîne de traction, quel que soit son point de fonctionnement. Cependant, le véhicule passe par des phases de récupération d'énergie ou celle-ci est renvoyée dans la batterie. Comme vu sur la figure III-20, le couple devient négatif lors de ces phases de récupération. Pour le cycle NEDC, ces phases de récupération sont courtes et le couple est relativement faible (~7Nm). Dans ces conditions, on fera donc l'hypothèse que les rendements dans le moteur et l'onduleur sont les mêmes dans les phases de fonctionnement motrices et génératrices.

Les figures III-22 et III-23 représentent les cartographies de rendement et de pertes pour le moteur et le convertisseur d'électronique de puissance. Afin de ne pas alourdir cette partie, les cartographies de rendement et de pertes ci-dessous se limitent au domaine de la TBT avec l'onduleur de tension avec 8 semi-conducteurs de technologie MOSFET en parallèle.

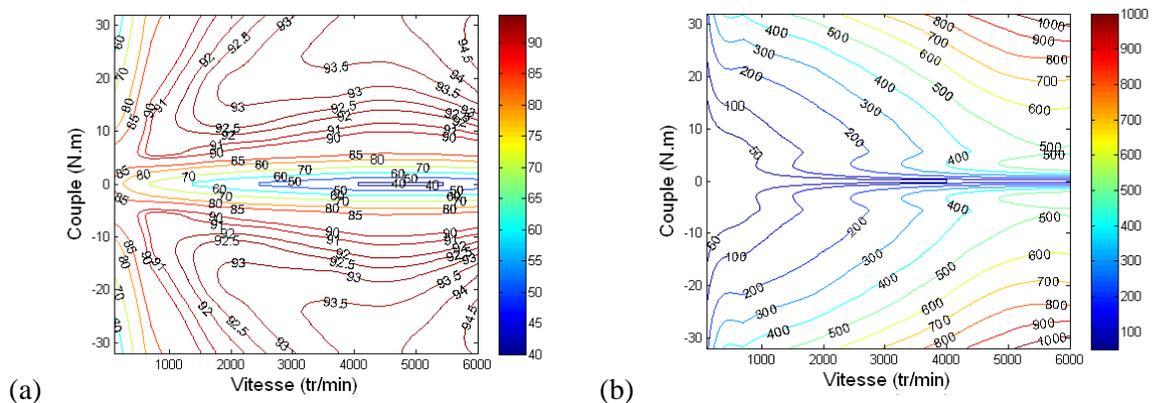


Figure III-22 : Cartographies du moteur TBT (a) rendement (b) pertes en Watt

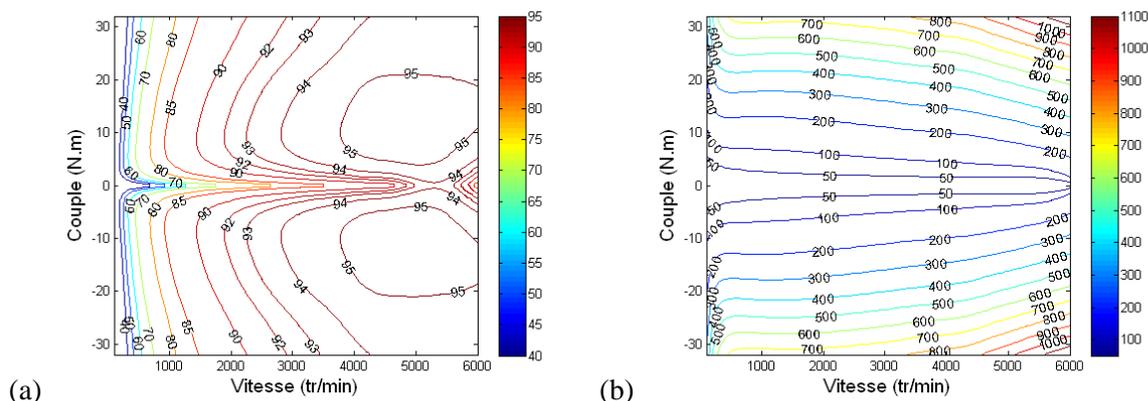


Figure III-23 : Cartographies de l'onduleur de tension TBT avec MOSFET (a) rendement (b) pertes en Watt

Plusieurs cartographies sont réalisées pour tous les convertisseurs de puissance étudiés avec différentes configurations (TBT, BT, nb inter en parallèle, onduleur de tension et convertisseurs en cascade). Grâce à l'outil de simulation développé par le LTE de l'IFSTTAR, les différentes configurations seront ainsi comparées de façon à trouver les meilleures performances sur la chaîne de traction du véhicule.

4.3. Performances énergétiques de la chaîne de traction

4.3.1. Récapitulatif sur l'étude

Le but est de comparer les structures des convertisseurs de puissances étudiés pour la TBT et la BT. Pour les convertisseurs en cascade, le nombre d'onduleurs sera considéré comme une variable, de même que le nombre de semi-conducteurs en parallèle pour réaliser la fonction interrupteur. L'objectif principal est de trouver le meilleur compromis : nombre d'onduleurs et nombre de semi-conducteurs à mettre en parallèle pour trouver les meilleures performances pour la chaîne de traction du véhicule. Les technologies des semi-conducteurs utilisées seront adaptées en fonction du convertisseur et du niveau de tension étudiés pour la chaîne de traction. Le tableau suivant récapitule pour les convertisseurs étudiés et le niveau de tension du moteur, les technologies des interrupteurs utilisées avec leur calibre en tension (pour rappel un coefficient de sécurité de 2 a été choisi entre la tenue en tension du composant et la tension que le composant supporte réellement).

	Moteur TBT ($U_{eff} = 46V$)	Moteur BT ($U_{eff} = 184V$)
Onduleur de tension	(75V Bus) MOSFET 150V GaN 150V	(300V Bus) IGBT 600V CoolMOS 600V
Convertisseur en cascade (2 onduleurs par phase au minimum)	(37V Bus) MOSFET $\leq 40V$ GaN 40V	(150V Bus) MOSFET $\leq 150V$ GaN $\leq 150V$

Dans la partie suivante, nous regarderons l'impact sur la consommation du véhicule pour les différents scénarios des convertisseurs. La consommation sera basée principalement sur la diminution de l'état de charge du véhicule (nommé en anglais SOC : State Of Charge). L'impact sur le SOC de la batterie dépend de la capacité énergétique de celle-ci. La capacité énergétique est fixée à 10kWh pour le véhicule étudié que ce soit pour un fonctionnement de la chaîne de traction en TBT ou BT. Les différences de tension entre la TBT et la BT impliquent que la mise en série de batteries élémentaires sera différente. Il faudra donc jouer sur la capacité en Ah des cellules élémentaires pour avoir au final la même capacité énergétique pour les deux niveaux de tension étudiés pour la chaîne de traction.

Il faut noter que les résultats qui vont être présentés ne sont valides que pour la partie basse vitesse du cycle NEDC. Les impacts sur le SOC des batteries ne seront pas les mêmes si le cycle de conduite étudié est différent.

4.3.2. Impact sur SOC pour le domaine de la TBT

La figure III-24 présente la diminution du SOC pour l'onduleur de tension et les convertisseurs en cascade pour la technologie des interrupteurs MOSFET. Le nombre limite d'interrupteurs en parallèle est de 20. On essaye de trouver le nombre optimal d'interrupteur à mettre en parallèle pour les différents convertisseurs de puissance étudiés.

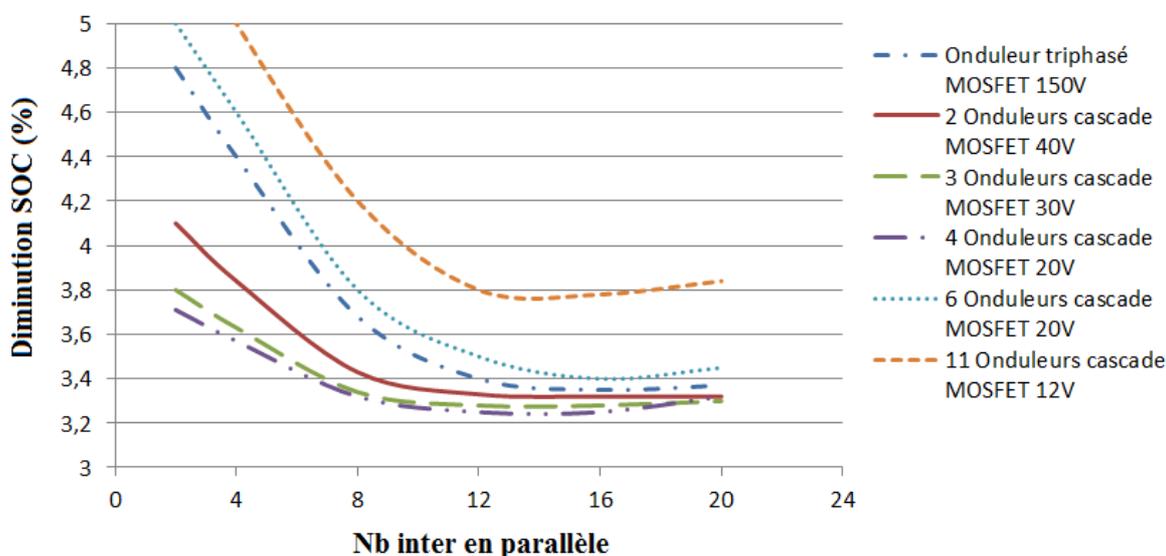


Figure III-24 : Diminution du SOC pour les convertisseurs étudiés dans le domaine de la TBT pour la technologie MOSFET

Les résultats obtenus restent à l'image des évolutions des rendements présentés à la figure III-10 et III-11 de ce chapitre. C'est-à-dire que dans cette configuration, les meilleures performances sont obtenues pour 4 onduleurs par phase pour les convertisseurs en cascade. Sur la figure III-24, on peut distinguer le nombre d'interrupteurs en parallèle optimal pour chaque configuration étudiée.

Sur la figure III-25, nous procédons aux mêmes essais sauf que les technologies des interrupteurs étudiés sont les transistors GaN.

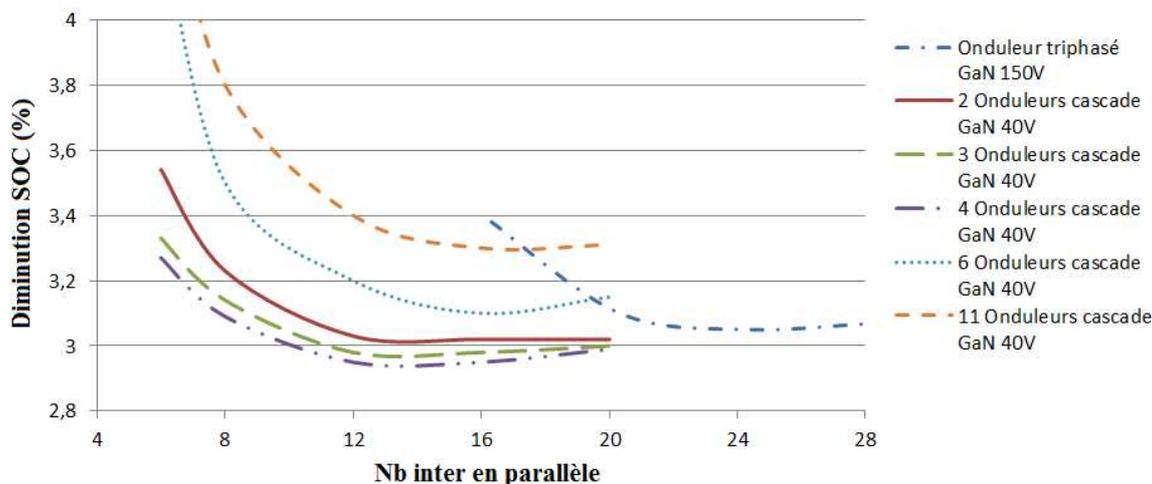


Figure III-25 : Diminution du SOC pour les convertisseurs étudiés dans le domaine de la TBT pour la technologie GaN

La diminution la plus faible du SOC de la batterie est obtenue avec 4 onduleurs par phase pour les convertisseurs en cascade. Pour l'onduleur de tension, le nombre d'interrupteurs en parallèle est plus élevé du fait du faible calibre en courant (12A) pour les transistors GaN avec une tenue en tension de 150V.

4.3.3. Impact sur SOC pour le domaine de la BT

Pour le domaine de la BT, les transistors étudiés pour l'onduleur de tension seront les technologies IGBT et CoolMOS. Concernant, les convertisseurs en cascade, les interrupteurs utilisés sont exclusivement des MOSFET.

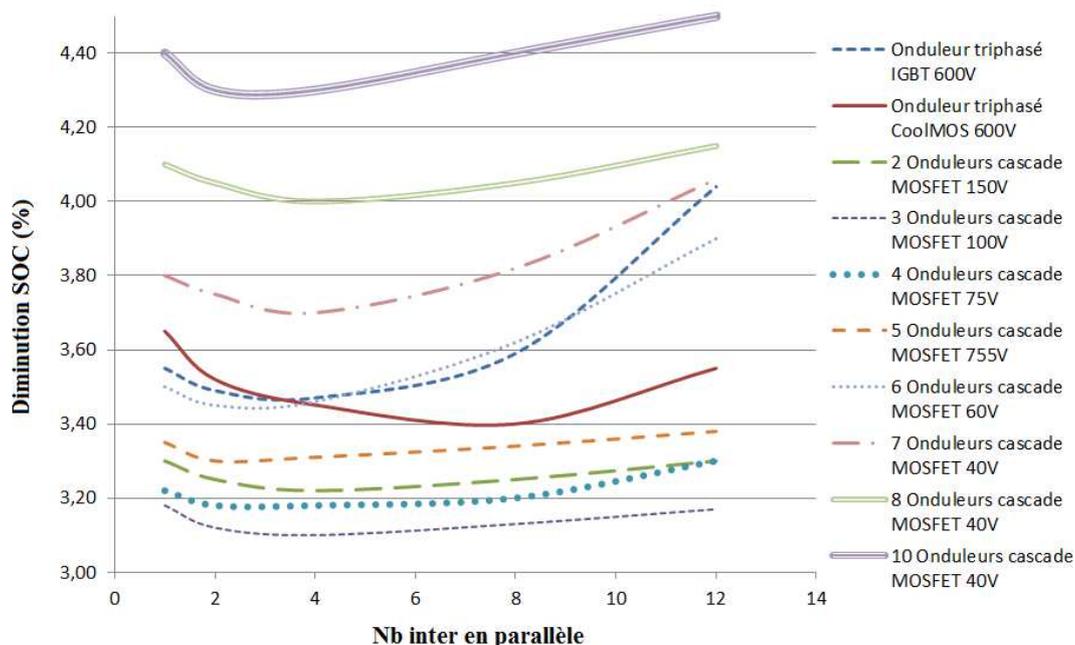


Figure III-26 : Diminution du SOC pour les convertisseurs étudiés dans le domaine de la BT pour les technologies IGBT et CoolMOS pour l'onduleur de tension et la technologie MOSFET pour les convertisseurs en cascade

Sur la figure III-27, l'onduleur de tension est toujours étudié avec les transistors IGBT et CoolMOS. Par contre les transistors GaN seront étudiés pour les convertisseurs en cascade. Le nombre d'interrupteurs minimal pour les GaN sera fixé à 2 pour supporter les courants dans le domaine de la BT. Le nombre d'interrupteurs en parallèle initial est de 4 pour 2 onduleurs par phase (toujours dû au faible calibre en courant pour la tenue en tension utilisée).

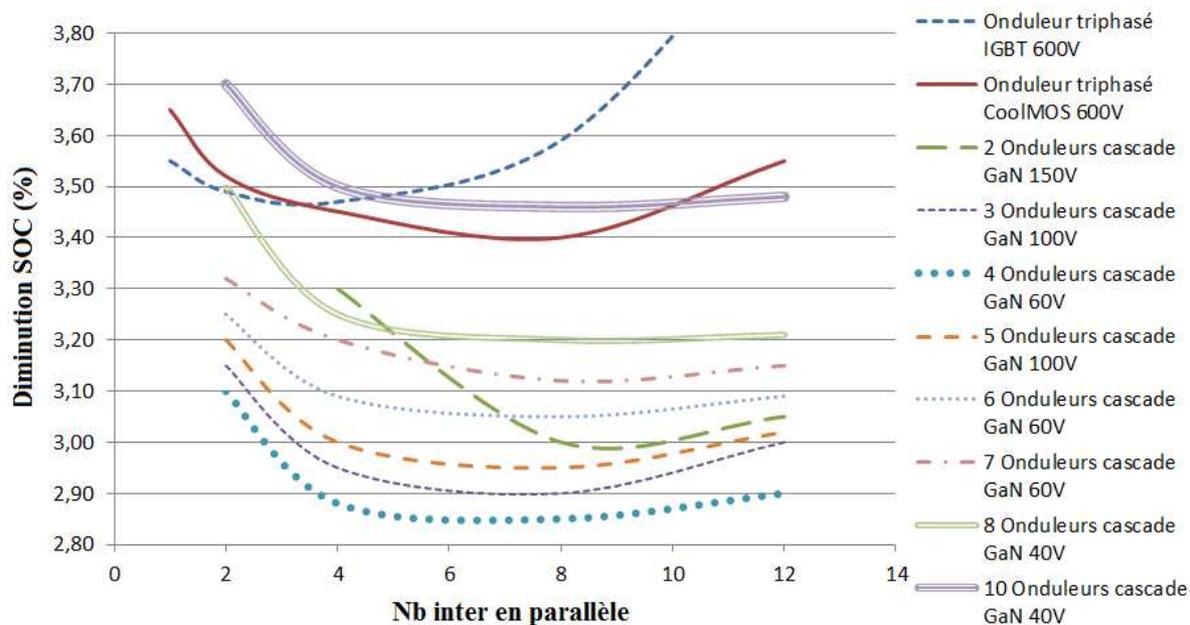


Figure III-27 : Diminution du SOC pour les convertisseurs étudiés dans le domaine de la BT pour les technologies IGBT et CoolMOS pour l'onduleur de tension et la technologie GaN pour les convertisseurs en cascade

Sur les figures III-26 et III-27, il est possible de voir que les meilleures performances sont obtenues pour 3 onduleurs par phase pour les convertisseurs en cascade que ce soit pour la technologie MOSFET ou GaN. Néanmoins, la diminution de SOC la plus faible est obtenue pour la technologie GaN. Concernant l'onduleur de tension, il est possible de voir que les IGBT présentent de meilleures performances que les CoolMOS pour un nombre d'interrupteurs en parallèle faible. La tendance s'inverse lorsque le nombre d'interrupteurs en parallèle est plus important pour les CoolMOS.

4.3.4. Conclusions sur les résultats

En conclusion des résultats précédents, les convertisseurs en cascade présentent de plus faibles diminutions du SOC de la batterie du véhicule pour le cycle de conduite étudié. Il est même possible de voir que la technologie GaN présente de meilleures performances que les technologies IGBT, CoolMOS et MOSFET.

Sur la figure III-28, les plus faibles diminutions de SOC sont présentées pour les différentes configurations étudiées. Le nombre d'interrupteurs en parallèle est noté pour chaque configuration. Ce nombre correspond aux diminutions les plus faibles sur l'état de charge des batteries.

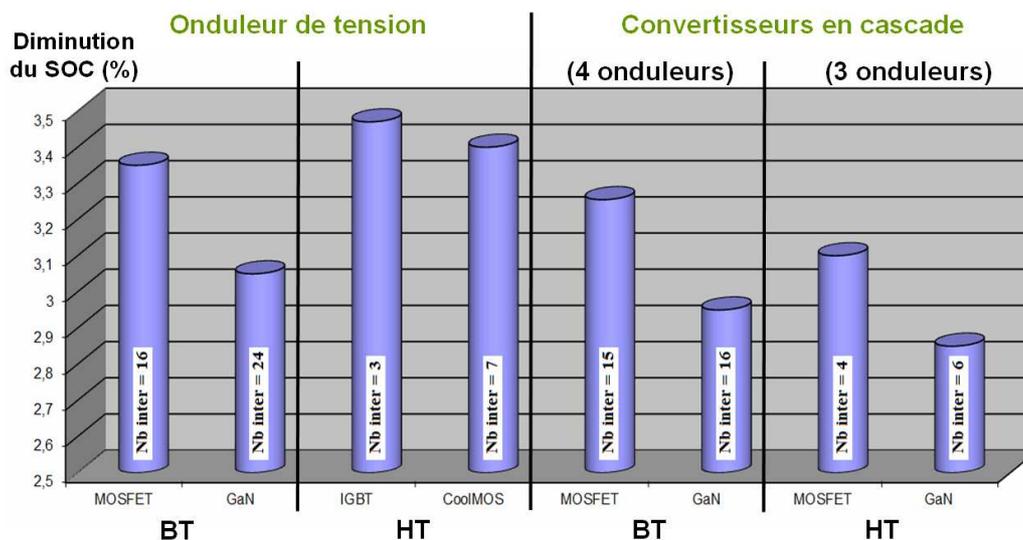


Figure III-28 : Diminution de l'état de charge pour les convertisseurs étudiés avec le nombre optimal d'interrupteurs pour chaque configuration de l'étude

Les plus faibles diminutions de SOC sont obtenues pour les convertisseurs en cascade avec des semi-conducteurs de technologie GaN dans le domaine de la BT. Les pertes les plus importantes sur le SOC sont obtenues pour l'onduleur de tension avec des interrupteurs à IGBT.

Sur la figure III-29, l'onduleur de tension en TBT avec la technologie MOSFET est pris comme référence. A partir de celle-ci, les gains en mètre par kilomètre pour les différentes configurations de structure sont déduits. Le nombre d'interrupteurs en parallèle est le même que ceux présentés sur la figure III-28.

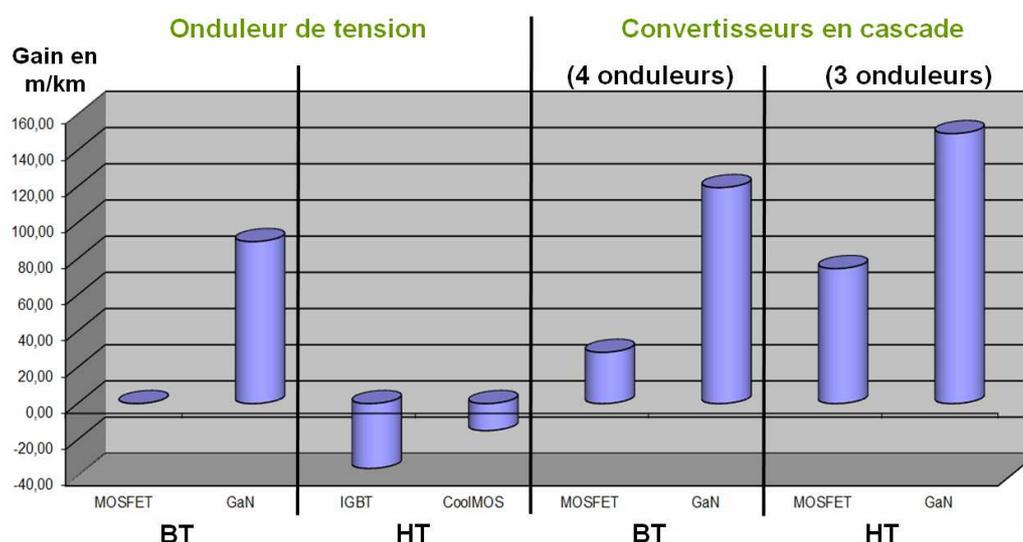


Figure III-29 : Gain en m/km pour les convertisseurs étudiés pour chaque configuration de l'étude

Si on compare aux niveaux des structures de puissances étudiées, ce sont les convertisseurs en cascade qui dominent par rapport à l'onduleur de tension. Le gain maximal

obtenu est de 145m/km, soit un gain de 14,5% pour les convertisseurs en cascade avec les technologies GaN par rapport à la référence choisie.

4.4. Conclusion sur l'étude et perspectives

Il faut noter que les résultats présentés ne sont valides que pour le cycle de roulage NEDC. Les résultats sur les gains et le nombre d'interrupteurs en parallèle seront différents si le cycle de conduite diffère de celui étudié. De plus l'association de composants de puissance impose une réalisation plus délicate pour les convertisseurs de puissance ; des règles sur le placement des composants et le routage des circuits imprimés devront être respecté s'affranchir au mieux des problèmes de compatibilités électromagnétiques.

De même, l'influence du convertisseur et de sa commande sur le moteur n'a pas été prise en compte. Surtout pour les convertisseurs en cascade où le nombre de niveaux de la tension de sortie est plus important que pour l'onduleur de tension. Cette production de plusieurs niveaux de tension améliore le spectre de la tension produite et tend à diminuer les pertes fer du moteur. Dans [CES96], l'étude des pertes fer supplémentaires dues aux convertisseurs à modulation de largeur d'impulsions a été effectuée. L'étude montre que le nombre de niveaux de tensions produits par les convertisseurs diminue les pertes fer au sein du moteur. La figure III-30 présente l'évolution des pertes fer par kilogramme pour une machine à courant alternatif en fonction de la profondeur de modulation de la commande et du nombre de niveaux produits en sortie de l'onduleur. Ceci est d'autant plus important que la présence de filtres en sortie de l'onduleur ne semble pas être à l'ordre du jour pour les véhicules électriques.

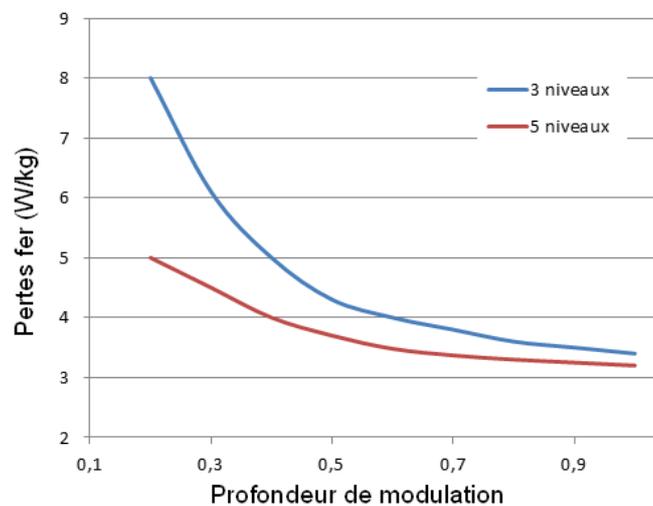


Figure III-30 : Pertes fer en W/kg pour le moteur en fonction de la profondeur de modulation pour 3 niveaux et 5 niveaux de tension sur la sortie du convertisseur de puissance [CES96]

Ainsi, comme il est possible de voir sur la figure III-30 les pertes fer dans le moteur diminuent si le nombre de niveaux sur la tension de sortie devient plus important. Des gains supplémentaires sur les pertes peuvent être attendus sur le moteur pour les convertisseurs en cascade ce qui peut encore augmenter les performances de la chaîne de traction et son autonomie.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, l'onduleur de tension et les convertisseurs en cascade ont été comparés. Le nombre d'interrupteurs de puissance mis en parallèle a été étudié. On démontre qu'un nombre plus important d'interrupteurs en parallèle peut augmenter le rendement du convertisseur. Cependant le convertisseur de puissance étudié est sollicité à différents régimes de fonctionnement. Il ne fonctionne que très rarement à son point de fonctionnement nominal, un nombre trop important de semi-conducteurs en parallèle peut venir dégrader les performances du système.

Afin de définir les meilleures conditions de fonctionnement pour les convertisseurs étudiés, plusieurs paramètres ont été pris en compte dans cette étude. Le nombre d'onduleurs par phase pour les convertisseurs en cascade et le nombre de semi-conducteurs à mettre en parallèle pour réaliser la fonction interrupteur au sein des structures de puissance ont été considérés comme variables. L'étude de la chaîne de traction pour deux niveaux de tension différents, la TBT et la BT ont permis d'utiliser plusieurs technologies de semi-conducteurs. Ainsi, toutes les configurations possibles dans notre étude ont été confrontées à un cycle de conduite normalisé. Ce cycle a permis de définir les meilleurs choix à effectuer au niveau des structures pour obtenir les meilleures performances sur la chaîne de traction du véhicule.

Les meilleures performances sur la chaîne de traction ont été obtenues dans le domaine de la BT, pour les convertisseurs en cascade avec 3 onduleurs par phase. Dans cette configuration les transistors de type GaN présentent des gains importants en autonomie sur le véhicule. Néanmoins, l'influence des convertisseurs multi niveaux sur les performances du moteur n'a pas été prise en compte. Des précédents travaux sur l'influence du nombre de niveaux de tension appliqués au moteur permettent de diminuer les pertes au sein de ceux-ci [CES93]. Une étude complémentaire sur l'amélioration des performances énergétiques des moteurs permettrait de mettre encore plus en avant les bénéfices que peuvent apporter les convertisseurs en cascade sur l'autonomie du véhicule.

Chapitre IV

Fonctions annexes offertes par les convertisseurs en cascade

Tables des matières

CHAPITRE IV : FONCTIONS ANNEXES OFFERTES PAR LES CONVERTISSEURS EN CASCADE

1. INTRODUCTION	119
2. REALISATION D'UNE BRANCHE DES CONVERTISSEURS EN CASCADE	120
2.1. PARTIE PUISSANCE	120
2.2. PARTIE COMMANDE.....	122
3. UTILISATION DES CONVERTISSEURS EN CASCADE COMME EQUILIBREUR DE BATTERIES.....	125
3.1. LA NECESSITE DES EQUILIBREURS (BMS)	125
3.2. LES DIFFERENTS TYPES DE BMS	125
3.2.1. <i>Les équilibreurs passifs</i>	125
3.2.2. <i>Les équilibreurs actifs</i>	126
3.3. PRINCIPE UTILISE POUR EFFECTUER UN EQUILIBRAGE AVEC LES CONVERTISSEURS EN CASCADE	127
3.4. DEMONSTRATION DE L'EQUILIBRAGE POUR UNE BRANCHE DES CONVERTISSEURS EN CASCADE	129
3.5. TEST EXPERIMENTAL DE L'ECHANGE D'ENERGIE ENTRE DEUX SOURCES.....	131
4. RECHARGE	135
4.1. PRESENTATION DE LA FONCTION DE RECHARGE	135
4.1.1. <i>Préambule</i>	135
4.1.2. <i>Principe utilisé</i>	135
4.2. RECHARGE AVEC LES CONVERTISSEURS EN CASCADE	136
4.2.1. <i>Adaptations sur les convertisseurs en cascade</i>	136
4.2.2. <i>Fonctionnement des convertisseurs en cascade en absorption sinusoïdale</i>	137
4.2.3. <i>Résultats simulation</i>	138
4.3. CONCLUSION SUR LA RECHARGE DES BATTERIES	139
5. CONCLUSION	141

1. Introduction

Le but de ce chapitre est de démontrer que le convertisseur à base d'onduleur en cascade est capable d'effectuer d'autres fonctions que l'alimentation du moteur de la chaîne de traction, avec peu de modifications de la structure de conversion. En particulier, deux autres fonctions importantes sont intéressantes pour le système : la fonction d'équilibrage entre les différentes sources d'alimentation de la structure et la fonction de recharge en minimisant les éléments d'électronique de puissance à ajouter.

Une partie de ce chapitre est consacrée aux systèmes de management des batteries du véhicule plus souvent appelées BMS (Battery Management System). Ce système de surveillance permet d'avoir un pack de batteries avec des cellules élémentaires présentant un état de charge le plus uniforme possible afin d'augmenter la durée de vie du pack. Les convertisseurs en cascade se composent de plusieurs onduleurs alimentés à partir de sources totalement indépendantes et isolées. Cette structure sera étudiée afin de participer à l'équilibrage de ces différentes sources d'alimentations.

Lors de la recharge du véhicule à partir du réseau d'alimentation, le convertisseur de traction n'est pas utilisé. La charge des batteries est réalisée le plus souvent à partir d'un convertisseur annexe. L'idée de base est d'utiliser le convertisseur de traction comme chargeur. On parle alors de chargeur « intégré » [CHA97]. Cette approche permet d'éviter l'ajout d'un convertisseur supplémentaire dans le véhicule et apporte un gain sur l'encombrement, le poids et le coût du véhicule.

2. Réalisation d'une branche des convertisseurs en cascade

Nous allons tout d'abord présenter la réalisation technologique du convertisseur qui nous servira pour valider les nouvelles fonctions présentées dans ce chapitre. Un convertisseur d'électronique de puissance est généralement composé de deux parties : la partie commande et la partie puissance. La partie commande que l'on nomme le plus souvent commande éloignée a pour rôle de générer et de transférer les signaux de commande à la partie puissance. Cette dernière, dans le cas d'un véhicule électrique, transfère l'énergie des batteries vers le moteur de traction. La partie puissance se compose d'interrupteurs de puissance. De façon générale, une interface entre la partie commande et la partie puissance est utilisée. Celle-ci s'appelle la commande rapprochée et a pour rôle d'amplifier en puissance les signaux issus de la commande éloignée pour piloter les interrupteurs de la partie puissance. Elle fait appel à des « drivers » (allumeurs) qui peuvent avoir des fonctions d'isolation pour régler des problèmes de perturbation et de potentiels flottants. Les interfaces de mesure sont importantes dans les convertisseurs de puissance : elles transmettent les informations nécessaires à la partie commande éloignée pour le bon pilotage de la partie puissance. Elles sont nécessaires dans le cas où l'on souhaite effectuer des processus de contrôle et régulations. Les parties suivantes expliquent les différents éléments qui composent le convertisseur de puissance.

2.1. Partie puissance

Afin de démontrer le fonctionnement et d'étudier les convertisseurs en cascade, une expérimentation avec 3 onduleurs monophasés a été réalisée. Ces 3 onduleurs ont été mis en série pour représenter une phase du convertisseur. Bien que les meilleures performances dans l'étude du chapitre III aient été obtenues avec les transistors GaN, les transistors de puissance choisis pour réaliser les convertisseurs sont des MOSFET (référence fabricant IRFP4110ZPBF d'un calibre en tension de 100V et en courant de 180A). Ce choix s'explique principalement par la mise en œuvre limitée des premiers composants du marché (puces nues, non mises en boîtier), ainsi que leurs sensibilité aux surtensions de grille qui peuvent détruire très facilement les composants [XI12]. Nous avons choisi de mettre un seul transistor pour réaliser la fonction interrupteur au sein des onduleurs, pour simplifier la réalisation. La figure IV-1 présente la photo des trois onduleurs réalisés pour notre étude.

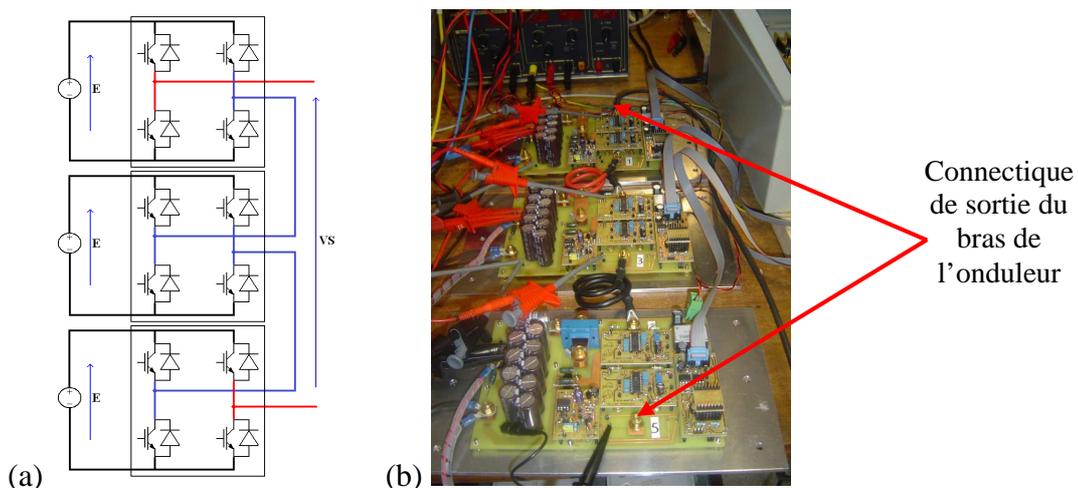


Figure IV-1 : Expérimentation des convertisseurs en cascade, réalisation d'une phase du convertisseur avec 3 onduleurs monophasés connectés en série (a) schéma de principe (b) réalisation expérimentale

Chaque onduleur élémentaire comporte deux Convertisseurs Analogiques Numériques (CAN) afin de mesurer la tension et le courant fournis par l'alimentation de l'onduleur. Ces CAN communiquent par liaisons série SPI avec la commande éloignée. A partir d'un capteur de courant LEM de référence HAI5-50P [LEM] et d'un pont diviseur de tension il est possible de mesurer le niveau de tension et le courant fourni par l'alimentation de l'onduleur.

Les commandes rapprochées pour piloter les interrupteurs de puissance sont spécialement conçues pour le pilotage de bras d'onduleur [IR21844]. Ces commandes sont dédiées à la commande de bras d'onduleur ; l'isolation de la commande de l'interrupteur « high side » est effectuée avec la méthode « bootstrap » [LEF03]. Ces commandes génèrent deux signaux de commande à partir d'un seul, ceci permet de diminuer par deux le nombre de commandes à générer pour la partie commande éloignée. Un temps mort entre les deux signaux de commande est fixé par le driver lui-même, ceci permet de réduire les risques de court-circuits qui peuvent apparaître par inadvertance lors de la mise en œuvre de la commande éloignée.

La figure IV-2 présente les différents éléments expliqués dans les paragraphes précédents pour un onduleur monophasé élémentaire.

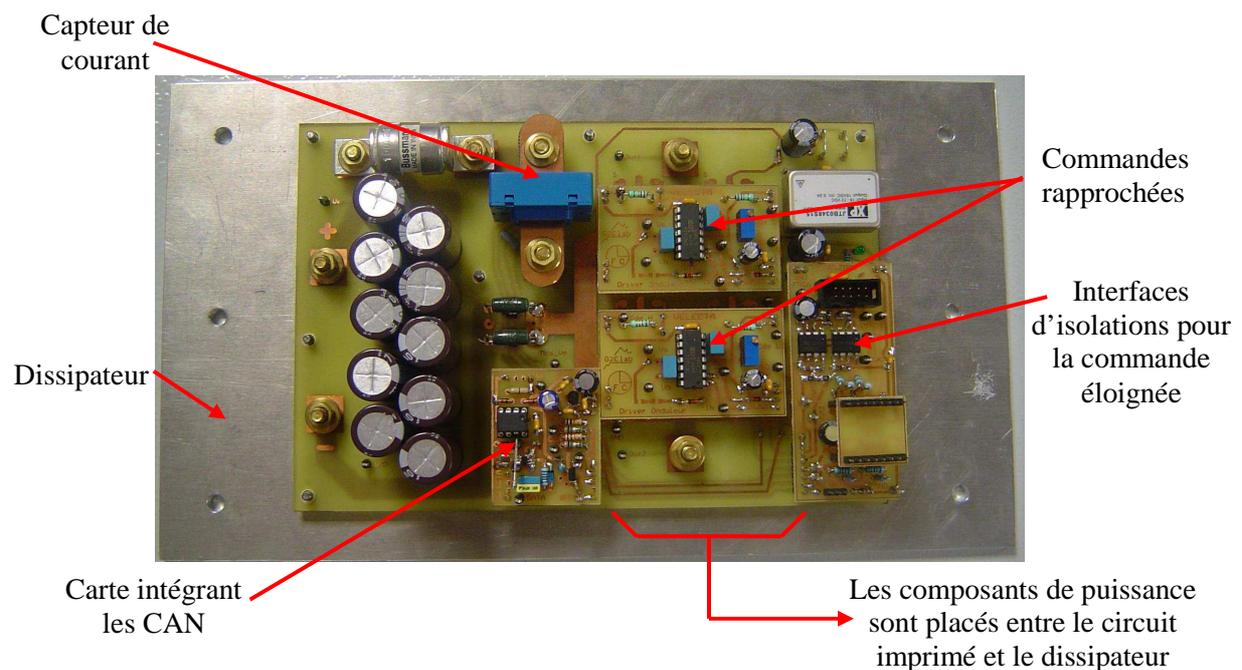


Figure IV-2 : Fléchage des différents éléments d'un onduleur élémentaire

De plus, une protection contre les courts-circuits a été rajoutée pour prévenir de la défaillance d'un semi-conducteur du montage. Cette protection vient directement forcer le court-circuit des grilles des composants de puissance.

La figure IV-3 présente le schéma de principe d'un onduleur élémentaire avec toutes les fonctions implantées dans celui-ci.

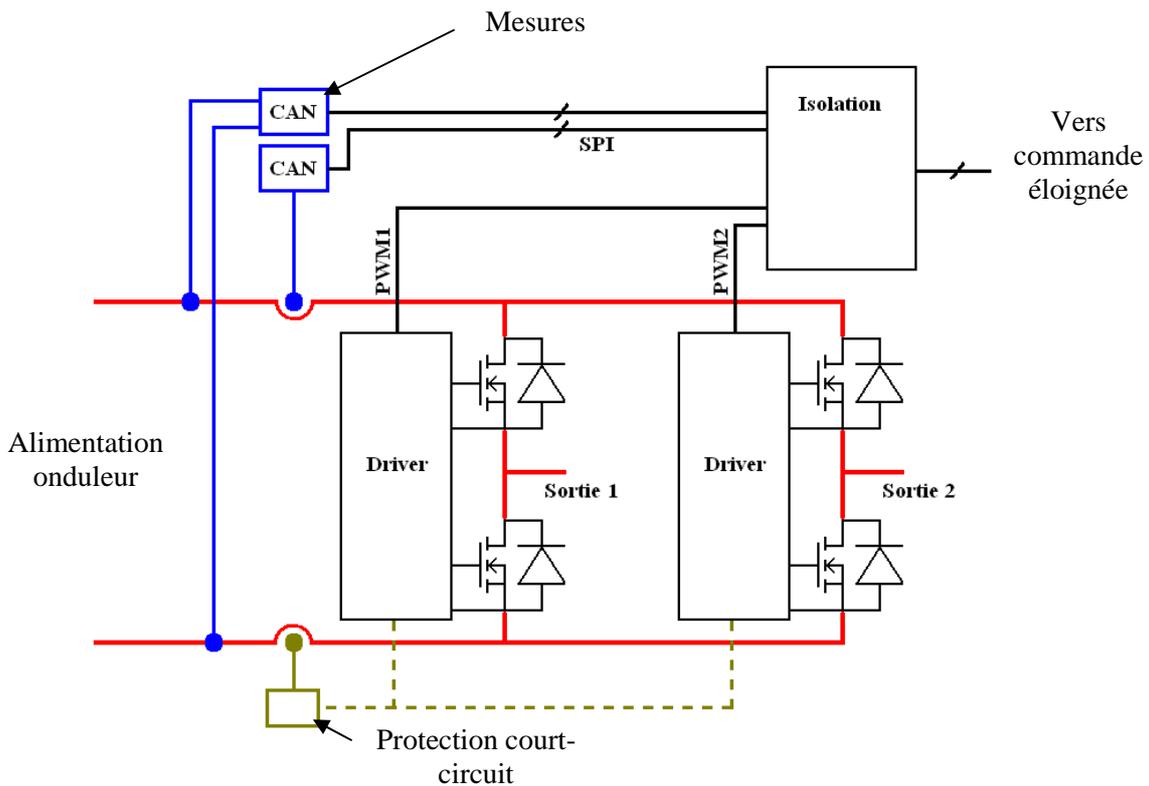


Figure IV-3 : Schéma de principe d'un onduleur élémentaire

Une interface d'isolation réalisée à base d'optocoupleurs HCPL2200 [AVAGO] est utilisée pour isoler les signaux issus des CAN et de commandes entre la partie puissance et la partie commande éloignée.

2.2.Partie commande

Pour piloter les convertisseurs, une commande numérique a été utilisée. Celle-ci devient incontournable dans les convertisseurs de puissance. La commande numérique fait appel à des composants qui sont programmables plusieurs fois, ce qui procure une plus grande flexibilité sur les modifications qu'on peut lui apporter par rapport à une commande de type analogique.

Du fait du grand nombre d'interrupteurs de puissance à piloter pour les convertisseurs en cascade et des nombreux retours d'informations nécessaires pour le fonctionnement du montage, le choix a été orienté sur l'utilisation d'un FPGA (Field Programmable Gate Array). Ce composant permet de disposer d'un grand nombre d'entrées/sorties qui peuvent se révéler nécessaires pour commander des convertisseurs avec un nombre important d'interrupteurs de puissance. Un kit de développement FPGA cyclone III du fabricant ALTERA a été utilisé [ALTERA]. La figure IV-4 présente le kit de développement.

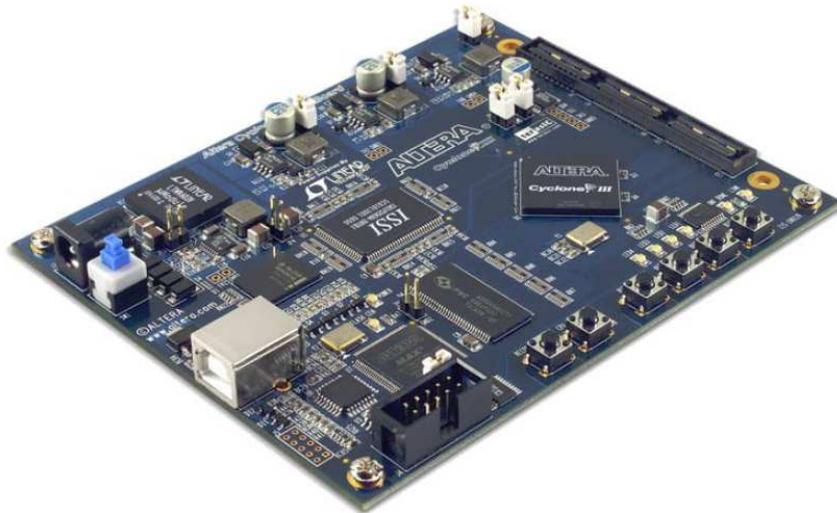


Figure IV-4 : Kit de développement FPGA cyclone III [ALTERA]

Afin d'interfacer cette carte de développement avec les convertisseurs en cascade, deux cartes d'extensions ont été réalisées. Les entrées/sorties du FPGA ont pour niveau de tension 2.5V tandis que les signaux à envoyer aux onduleurs ont un niveau de tension de 15V. Une des deux cartes d'extension adapte les niveaux de tension entre le FPGA et les onduleurs. La figure IV-5 montre la photo de la carte de mise en forme des signaux entre le FPGA et les onduleurs.

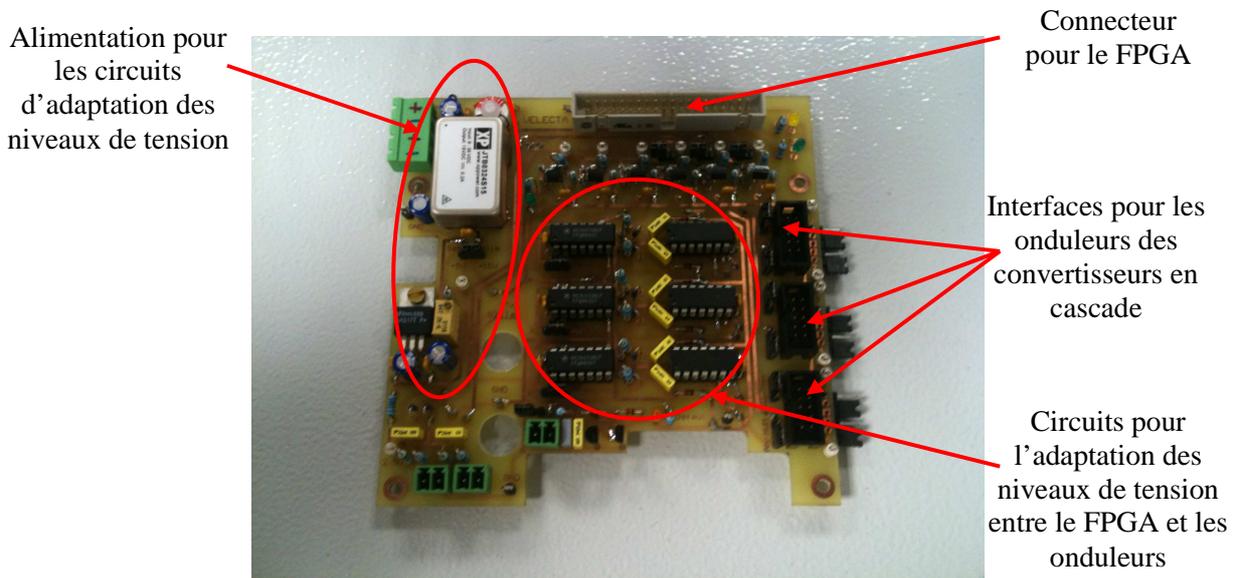


Figure IV-5 : Carte d'extension de mise en forme des signaux

Une seconde carte d'extension a été réalisée pour mesurer tous les signaux nécessaires au pilotage du moteur. Cette carte contient principalement des CAN, elle récupère les signaux du capteur de position du rotor du moteur, les courants dans les phases du convertisseur et la tension d'un potentiomètre qui donne une référence de couple ou de vitesse du moteur. La photo de cette seconde carte d'extension est présentée sur la figure IV-6.



Figure IV-6 : Carte de mesure pour la commande du moteur

La partie commande a été complètement étudiée pour réaliser une commande de type vectorielle pour le moteur. Cependant ce principe de commande a été développé uniquement en boucle ouverte et ne sera pas décrit dans ce manuscrit. Il nous est apparu plus intéressant de montrer la faisabilité des autres fonctions annexes que peuvent réaliser les convertisseurs en cascade. Afin de tester le convertisseur, les 3 onduleurs ont été mis en série et la sortie de la structure a été connectée sur une charge RL. Le principe de commande PS-PWM a été implanté dans le FPGA afin de produire une tension sinusoïdale à la sortie. Le nombre de niveaux de tension de sortie du convertisseur suit la relation suivante :

$$Nb_niveau = 2 \times Nb_onduleurs + 1 \quad \text{IV-Eq1}$$

Avec 3 onduleurs, il est donc possible de produire 7 niveaux de tension à la sortie du convertisseur. La figure IV-7 représente la tension de sortie des trois onduleurs sur la charge RL ($R = 30\Omega$ et $L = 500\mu\text{H}$). La fréquence de découpage apparente en sortie est fixée à 20kHz pour être dans la zone de fréquence inaudible. La fréquence de commutation des interrupteurs de puissance de la structure est fixée à 3333Hz pour respecter l'équation I-Eq3 du chapitre I pour le principe de commande PS-PWM.

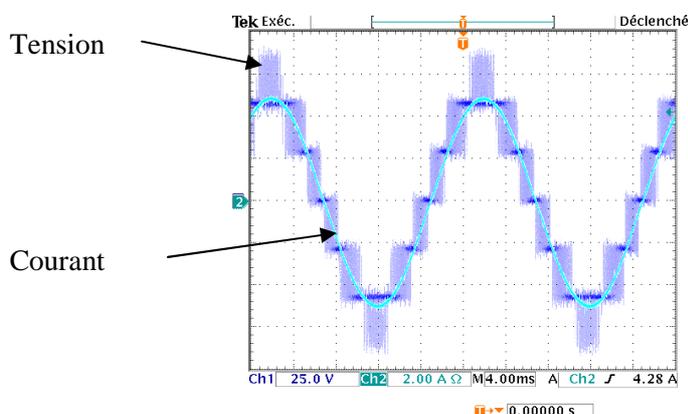


Figure IV-7 : Signaux de sortie du montage sur RL

3. Utilisation des convertisseurs en cascade comme équilibreur de batteries

3.1. La nécessité des équilibreurs (BMS)

Comme exposé dans le chapitre I, les packs de batteries sont composés de cellules élémentaires mises en série et parallèles pour atteindre la tension et la capacité désirées pour l'application donnée. La technologie des batteries utilisées est la technologie lithium. Avec leur forte densité volumique, elles sont devenues incontournables pour les applications embarquées. Or les cellules lithium ont de fortes contraintes d'utilisation. Elles ne sont pas adaptées pour les décharges profondes et les surcharges. De plus l'association série diminue la durée de vie et la capacité totale du pack si elles ne sont pas maintenues au même niveau de charge [KUH05]. Afin d'éviter ce problème, chaque cellule doit être surveillée. Généralement les systèmes de surveillance sont appelés BMS (Batterie Management System). Ils permettent de surveiller la tension de chaque cellule composant le pack batteries. Ces BMS assurent si nécessaire un équilibrage de chaque cellule élémentaire du pack de batteries afin qu'elles aient un état de charge le plus uniforme possible.

3.2. Les différents types de BMS

Plusieurs types de BMS se retrouvent dans la littérature [KUT96][KUT97][KUH05][MOO05][LEE05][LEE06][JIA08][PAR09][WEI09]. Dans [KUT96], on retrouve un aperçu général de toutes les techniques d'équilibrage qui peuvent être mises en œuvre. On retrouve généralement deux types d'équilibreurs : les équilibreurs passifs ou actifs.

3.2.1. Les équilibreurs passifs

Chaque cellule est à associer à un interrupteur en série avec une résistance. L'interrupteur est commandé en fonction de l'état de charge de la cellule élémentaire à laquelle il est connecté. Ainsi, l'équilibreur dissipe l'énergie des cellules dans des résistances en série. L'énergie est ainsi perdue et dissipée sous forme de chaleur. Le schéma de principe est présenté figure IV-8.

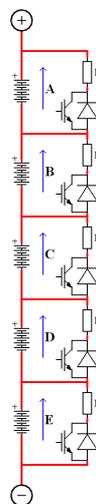


Figure IV-8 : Equilibrage passif

3.2.2. Les équilibreurs actifs

Les équilibreurs actifs redistribuent l'énergie des cellules les plus chargées aux cellules les plus faibles. Ces équilibreurs reposent le plus souvent sur des structures inspirées de topologies classiques de l'électronique de puissance avec des convertisseurs de type DC/DC [PAR09]. Deux principes d'équilibrages actifs peuvent être retrouvés :

Équilibrage à transfert d'énergie indirect (Équilibrage deux à deux)

L'équilibrage deux à deux est un système simple qui permet de gérer deux cellules à la fois. Le schéma de principe de ce type d'équilibreur est présenté figure IV-9.

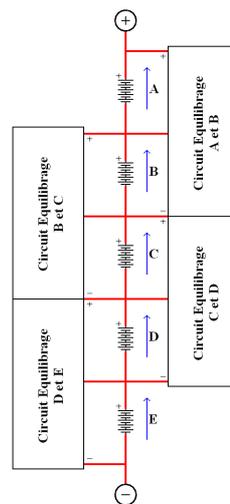


Figure IV-9 : Équilibrage deux à deux

Ce système d'équilibrage est très simple à mettre en œuvre. Néanmoins, il n'est pas le meilleur au niveau énergétique car le transfert d'énergie n'est pas effectué directement des cellules les plus chargées vers les cellules les plus faibles. Les transferts d'énergie sont indirects entre les cellules car ils sont effectués de proche en proche. Cependant la conception de cet équilibrage le rend très modulaire, c'est-à-dire qu'il peut être étendu simplement pour un nombre de cellules plus important.

Équilibrage à transfert d'énergie direct

Les systèmes d'équilibrage à transfert d'énergie direct utilisent généralement un transformateur à multi-enroulements pour transférer les énergies entre les cellules [KUT97]. La figure IV-10 montre un exemple de montage pour la réalisation d'un équilibrage avec un transformateur à multi enroulements. L'enroulement extérieur est un enroulement supplémentaire pour démagnétiser le transformateur. Un des avantages de ce système est qu'il s'occupe du pack batteries dans sa globalité, contrairement à l'équilibrage deux à deux, le transfert d'énergie se fait directement de la cellule la plus chargée à la plus faible.

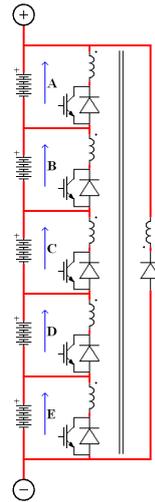


Figure IV-10 : Equilibrage avec transformateur multi enroulements

Dans le cas de l'équilibrage deux à deux, le rendement de la structure pour un transfert d'énergie sera égal au rendement du circuit d'équilibrage multiplié par le nombre de circuit par lequel devra transiter l'énergie. Tandis que pour un équilibrage à multi-enroulements, le transfert d'énergie se fait directement de la cellule la plus chargée à la plus faible, donc il y a moins de pertes au global et le rendement de la structure sera amélioré.

Cependant, le système d'équilibrage avec transformateur à multi-enroulements nécessite l'utilisation d'une supervision globale pour déterminer comment répartir l'énergie entre les différentes cellules. Selon le nombre de cellules utilisées, les stratégies d'échanges d'énergie entre les différentes cellules peuvent s'avérer être un vrai casse-tête pour la réalisation de la commande. De plus, ce type d'équilibrage n'est pas très flexible lorsque le nombre de cellules est plus important car cela oblige de redimensionner un transformateur.

3.3.Principe utilisé pour effectuer un équilibrage avec les convertisseurs en cascade

Le but de cette partie est de démontrer que la structure des onduleurs en cascade présentés dans cette thèse est capable d'assurer une fonction d'équilibrage « macroscopique ». Il faut noter que chaque entrée des onduleurs monophasés du convertisseur se compose de plusieurs batteries en série. On peut parler d'équilibreur pour un système qui s'occupe des cellules élémentaires. Si les convertisseurs en cascade ne sont pas étendus jusqu'à la cellule élémentaire, ils ne peuvent pas être considérés comme de vrais équilibreurs mais comme un complément à l'équilibrage. Un équilibreur devra être encore présent pour les cellules élémentaires en entrée des onduleurs monophasés de la structure de puissance étudiée.

Les transferts d'énergie ne peuvent pas se faire entre les différentes sources sans un stockage intermédiaire de type inductif ou capacitif. Il est donc nécessaire de disposer d'un élément de stockage entre les différents onduleurs monophasés. L'idée principale est d'utiliser les enroulements du moteur monté en étoile comme éléments de stockage. L'utilisation des enroulements du moteur en tant qu'inductance a déjà été étudiée et réalisée dans [CHA97] pour un moteur de type asynchrone. Cette approche ne peut pas être vraiment valide pour un moteur à aimant permanent : le champ du rotor créé par les aimants s'alignera avec le champ

créé au stator. Il sera donc nécessaire de bloquer le rotor du moteur. Néanmoins, l'approche pour l'équilibrage avec le CHB décrite dans la suite de ce rapport reste valable si on ajoute une inductance ou si on utilise les inductances du moteur.

Les convertisseurs en cascade se composent de nombreux bras d'onduleurs qui peuvent être tous contrôlés de manière indépendante par la commande. Ceci permet plusieurs configurations de la structure pour le transfert d'énergie d'une source à une autre. La figure IV-11 représente les interrupteurs à fermer pour permettre le transfert d'énergie entre les deux premières sources du convertisseur.

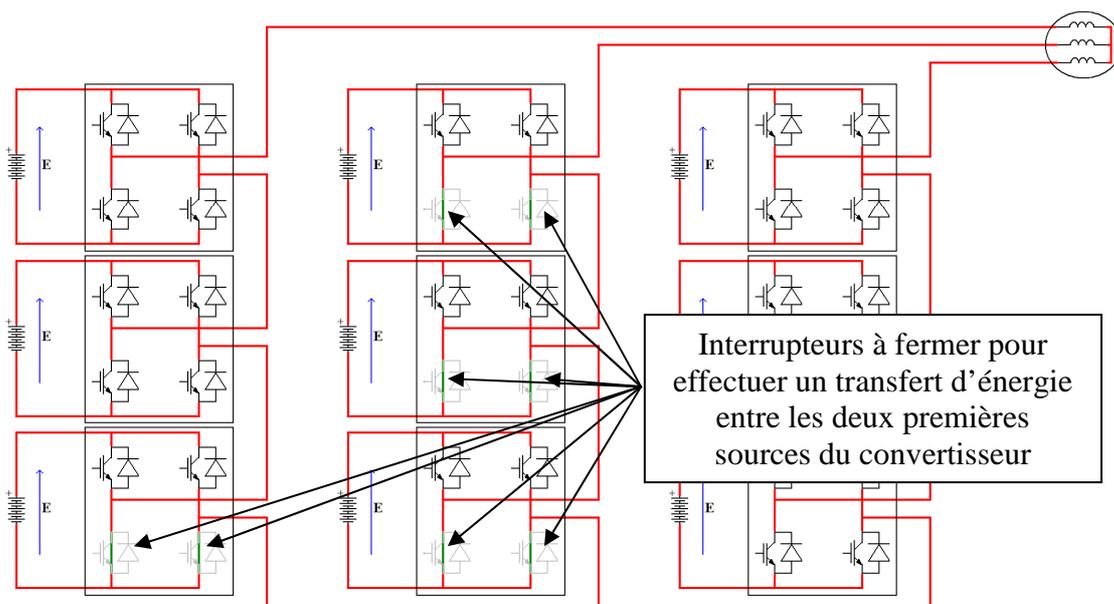


Figure IV-11 : Interrupteurs à fermer pour un échange d'énergie entre deux sources

Chaque onduleur peut être court-circuité afin d'être équivalent à un fil vu de la structure (il faudra prendre en compte les pertes de conduction dans les composants passants). En simplifiant la structure présentée à la figure IV-11, il est possible de retrouver une nouvelle structure qui est représentée sur la figure IV-12.

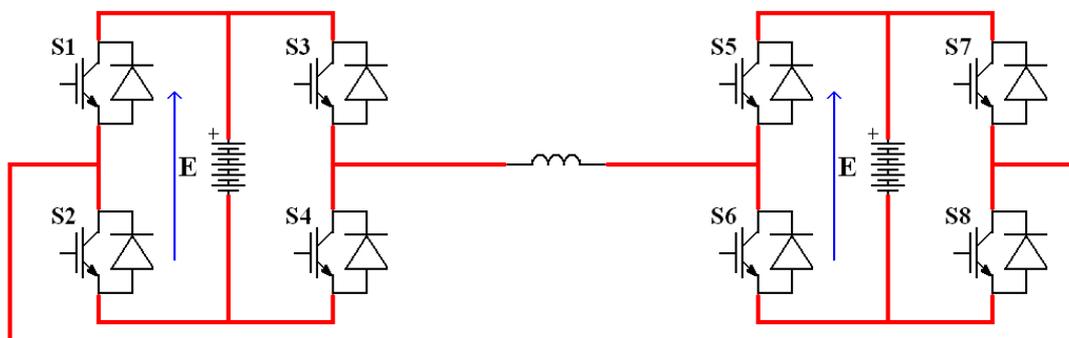


Figure IV-12 : Schéma équivalent simplifié après configuration des interrupteurs

Comme expliqué plus haut, l'inductance représente les inductances du moteur ou une inductance rajoutée pour effectuer le stockage d'énergie (voire une inductance du filtre LC de sortie, dans le cas où il serait présent). Les bras d'onduleurs extérieurs permettent de mettre au même potentiel les masses de chaque source en fermant les interrupteurs S2 et S8. On obtient donc un nouveau schéma équivalent de la structure comme montré sur la figure IV-13.

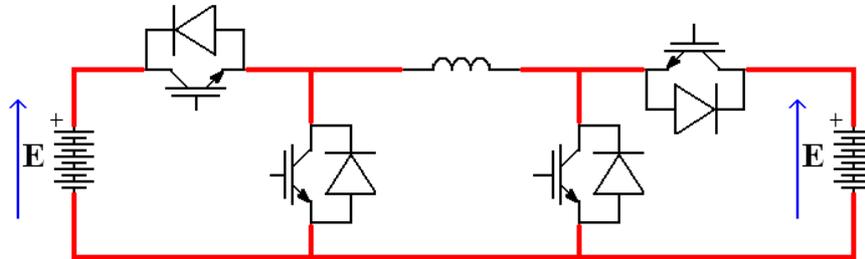


Figure IV-13 : Schéma équivalent pour avoir la même référence de tension pour connecter les deux masses des batteries

La figure IV-14 montre que l'on a un hacheur à accumulation inductive bidirectionnel composé de deux bras d'onduleur, le transfert d'énergie se fera de la cellule la plus chargée à la plus déchargée. Donc selon l'état de charge des deux sources, il est possible de connaître la direction à donner au courant et les interrupteurs à faire commuter. On fera commuter le bras d'onduleur où se trouve la batterie la plus chargée, tandis que le bras d'onduleur auquel est connectée la batterie la plus faible ne sera pas commandé.

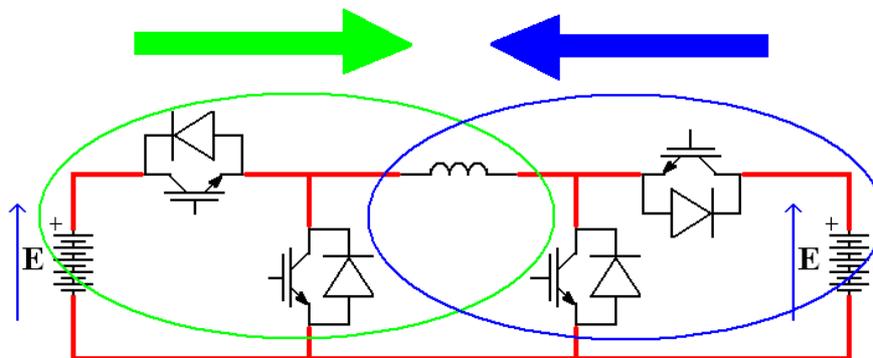


Figure IV-14 : Hacheur à accumulation bidirectionnel

3.4. Démonstration de l'équilibrage pour une branche des convertisseurs en cascade

Le principe de l'équilibrage sera effectué sur une branche des convertisseurs en cascade qui constitue une phase de l'onduleur. Sur cette phase on distinguera chaque onduleur élémentaire par la lettre A, B et C comme montré sur la figure IV-15. L'équilibrage des sources qui sera mis en œuvre est l'équilibrage deux à deux. Cette technique est plus simple d'un point de vue commande et elle peut aisément être étendue pour un nombre de convertisseurs plus important. Le transfert d'énergie se fera toujours entre les onduleurs A et B, B et C et C et A. Ceci se fera de manière cyclique jusqu'à ce que les trois sources présentent la même valeur.

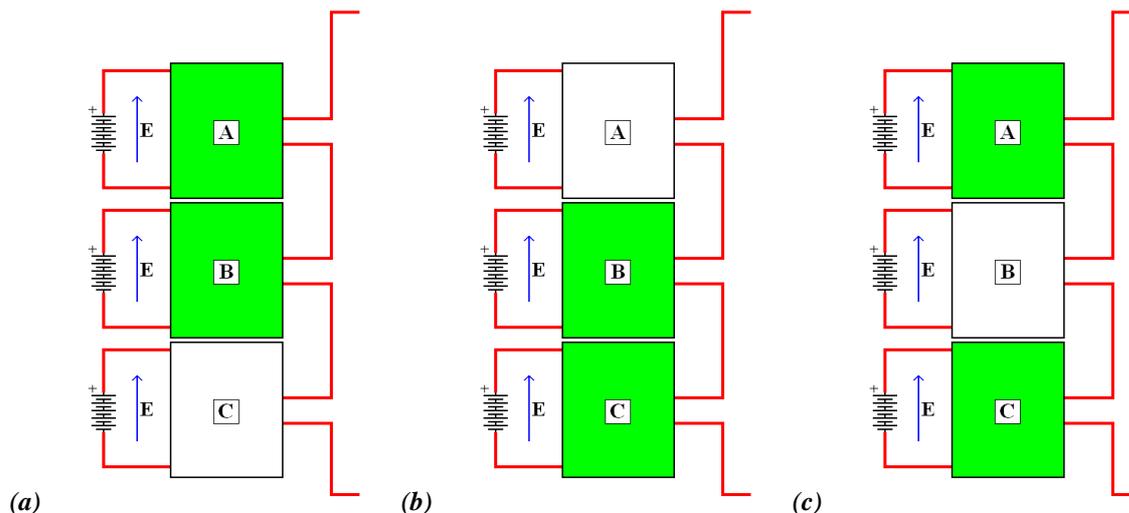


Figure IV-15 : (a) Transfert entre A et B (b) Transfert entre B et C (c) Transfert entre C et A

Le logiciel de simulation PSIM a été utilisé afin de valider l’approche de l’équilibrage pour les convertisseurs en cascade. Le schéma de la simulation est présenté figure IV-16. Aucune modification sur la partie puissance n’est nécessaire, seule la partie commande est concernée. On utilise des condensateurs chargés à différentes tensions pour simuler l’état de charge des batteries.

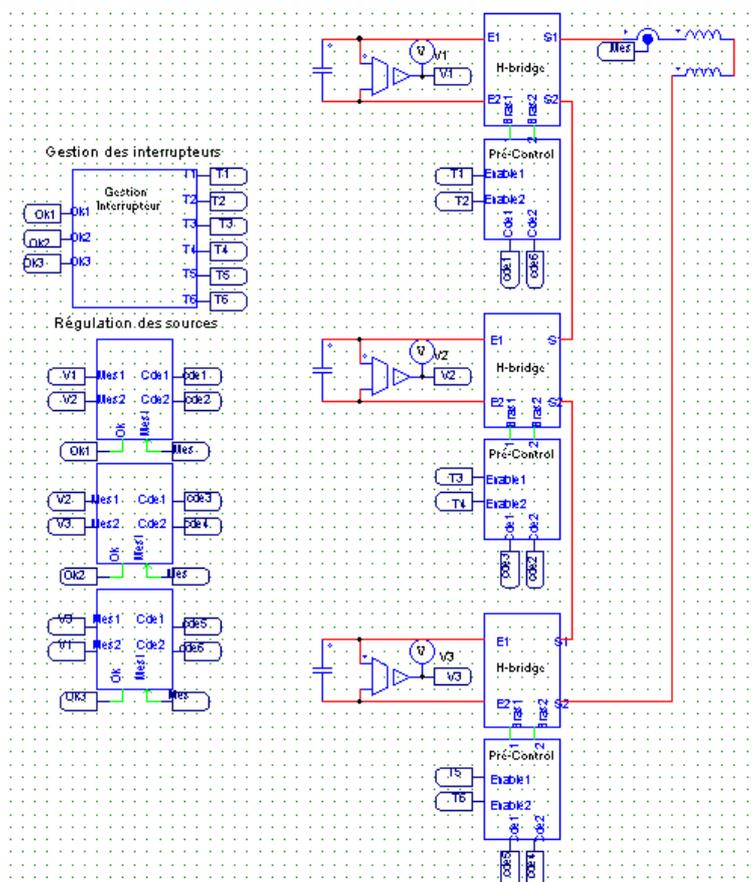


Figure IV-16 : Simulation Psim : équilibre avec 3 onduleurs

Dans la figure IV-15 il est possible de distinguer plusieurs sous-systèmes. Le sous-système « gestion des interrupteurs » configure tous les interrupteurs de la structure pour effectuer une recharge de façon cyclique (transfert entre les onduleurs A et B, B et C et C et A). Le sous-système « Pré-contrôle » va de pair avec le système précédent, selon la configuration des interrupteurs à utiliser, il valide ou non l'utilisation des bras de l'onduleur en fonction de l'état de charge de leur source d'alimentation. Et pour finir, les sous-systèmes « Régulation des sources » comparent l'état de charge entre les deux sources à équilibrer et effectuent le transfert d'énergie de la source la plus chargée à la moins chargée.

La simulation est effectuée pour seulement une branche des convertisseurs en cascade. Les batteries sont simulées en utilisant des condensateurs d'une capacité de 10mF avec différents niveaux de charge. Dans cette approche on suppose que la tension du condensateur V2 (connecté à l'onduleur B pour la figure IV-14) est initialement chargé à 80V tandis que les deux autres condensateurs sont chargés à 45V. Le courant utilisé pour la charge et décharge des condensateurs est régulé à 2,5A. La valeur de l'inductance a été réglée arbitrairement à 1mH. Les résultats de la simulation sont donnés figure IV-17.

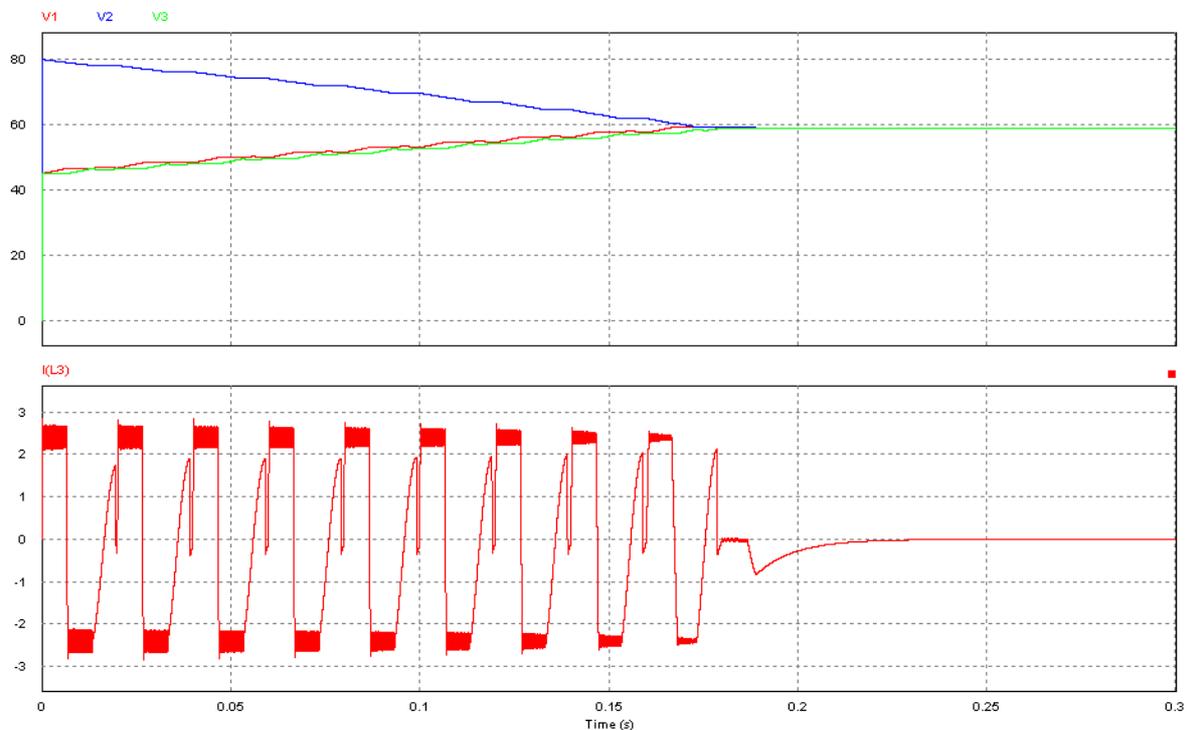


Figure IV-17 : Résultat de la simulation. En haut : tension des condensateurs. En bas : courant dans l'inductance

Cette simulation démontre que le transfert d'énergie entre les différentes sources est possible avec les convertisseurs en cascade. Cette structure permet donc d'effectuer un équilibrage et contribuer à l'équilibrage des sources pour avoir des sources avec un état de charge uniforme.

3.5. Test expérimental de l'échange d'énergie entre deux sources

Dans cette partie, on démontre expérimentalement que le transfert d'énergie peut se faire entre deux onduleurs monophasés. Pour cela, la manipulation effectuée avec les 3 onduleurs a été utilisée. Le programme numérique a été adapté pour adopter une technique

d'équilibrage entre deux sources du système. Afin de simuler l'état de charge des batteries, celles-ci ont été émulées en utilisant des condensateurs d'une capacité de 42mF et d'une tenue en tension de 650V avec différents niveaux de charge (figure IV-18).



Figure IV-18 : Bancs de condensateurs utilisés pour émuler l'état de charge des batteries

Le programme du FPGA mesure la tension à l'entrée de chaque onduleur (on suppose que le niveau de la tension aux bornes des condensateurs représente l'état de charge de batteries). Le programme configure les interrupteurs de la structure pour équilibrer les condensateurs. Avant de commencer la phase d'équilibrage, les bancs de condensateur sont chargés avec un courant continu constant. Un banc de condensateur est nominalemt chargé à une tension de 80V tandis que l'autre est chargé à 50V. Pour effectuer l'accumulation inductive on place une inductance de 0,5mH entre les deux convertisseurs. La fréquence de découpage des interrupteurs de puissance est fixée à 20kHz. La régulation du courant dans l'inductance a été réglée à une valeur de 10mA pour une meilleur visualisation de la dynamique des signaux et surtout ne pas détruire les convertisseurs. Les résultats expérimentaux de l'équilibrage sont présentés figure IV-19.

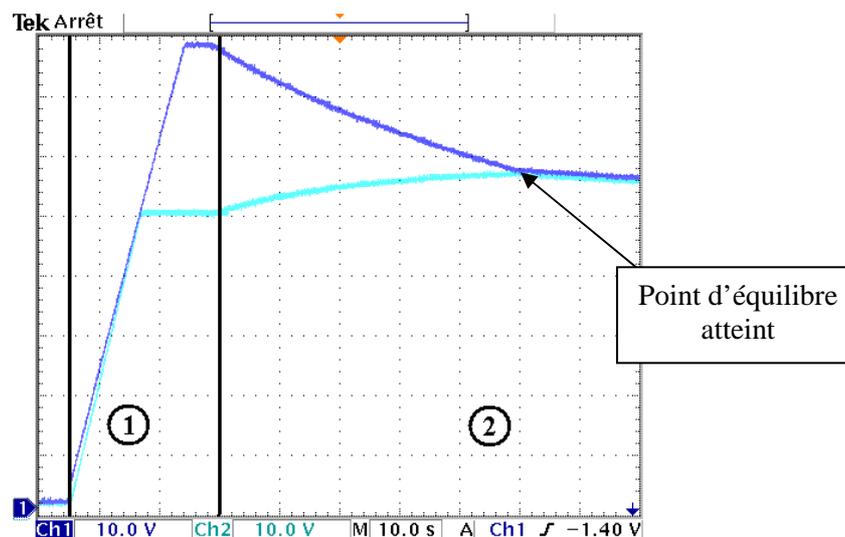


Figure IV-19 : Equilibrage des deux bancs de condensateurs ① Phase de recharge à courant constant ② Phase d'équilibrage

Durant la première phase, les condensateurs sont connectés à des alimentations continues pour les recharger. Les tensions des condensateurs sont maintenues à leurs valeurs

respectives par ces alimentations. Dans la seconde phase, les alimentations des condensateurs sont déconnectées et la partie commande effectue l'équilibrage des deux sources. Une fois le point d'équilibre atteint, la commande réalisée à partir du FPGA arrête le fonctionnement des convertisseurs.

Il est possible de remarquer que le bilan d'énergie n'est pas parfait entre les deux sources d'alimentation des onduleurs. En effet le banc de condensateurs le plus chargé perd plus d'énergie qu'il en a transféré au banc de condensateur le moins chargé. Les pertes pour ce mode de fonctionnement n'ont pas été estimées par la mesure des grandeurs électriques sur les différents éléments, mais il est possible de faire le rapport des énergies pour le calcul du rendement. En effet, une partie de l'énergie est dissipée en pertes par conduction et en pertes par commutation dans les éléments du montage tel les composants actifs et passifs (inductance placée entre les convertisseurs pour effectuer l'accumulation inductive).

Même si les pertes pour ce mode de fonctionnement n'ont pas été estimées, il est tout de même possible d'établir le rendement du montage en effectuant le rapport entre l'énergie fournit par le banc de condensateurs le plus chargé et l'énergie récupérée par le banc de condensateurs le moins chargé. L'énergie disponible dans un condensateur est établie par l'équation suivante :

$$E_{Condensateur} = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U^2 \quad \text{IV-Eq2}$$

Avec : C la capacité du condensateur [F]

U la tension aux bornes du condensateur [V]

On peut donc calculer les énergies stockées dans les bancs de condensateurs avant la phase d'équilibrage de ceux-ci. Ensuite après la phase d'équilibrage des condensateurs, il est possible de calculer à nouveau les énergies restantes dans les condensateurs. Le tableau suivant récapitule les énergies stockées avant et après la phase d'équilibrage (on notera C1 le banc de condensateurs le plus chargé et C2 le banc de condensateurs le moins chargé).

Etat initial		
Tension aux bornes du condensateur	Capacité du condensateur	Energie stockée
80V	42mF	$E_{C1_initiale} = 134J$
50V	42mF	$E_{C2_initiale} = 52.5J$

Etat Final		
Tension aux bornes du condensateur	Capacité du condensateur	Energie stockée
58V	42mF	$E_{C1_finale} = 70.6J$
58V	42mF	$E_{C2_finale} = 70.6J$

Le rendement de la structure peut être établie entre l'énergie récupérée dans C2 et l'énergie perdue dans C1. Ainsi le rendement peut être effectué à parti de l'équation suivante :

$$\eta = \frac{E_{C2_finale} - E_{C2_initiale}}{E_{C1_initiale} - E_{C1_finale}} \cdot 100 = \frac{\Delta E_{C2}}{\Delta E_{C1}} \cdot 100 = 28.5\% \quad \text{IV-Eq3}$$

On obtient un rendement de 28,5% pour la structure durant cette phase d'équilibrage. Les tests ont été faits pour une régulation de courant à faible valeur (10mA). Ce choix explique le faible rendement obtenu pour la structure dans ce mode de fonctionnement. A partir du calcul théorique des pertes de la structure en mode équilibrage, il est possible de retrouver un de rendement de 28,5% pour un courant régulé à 9,6mA (figure IV-20).

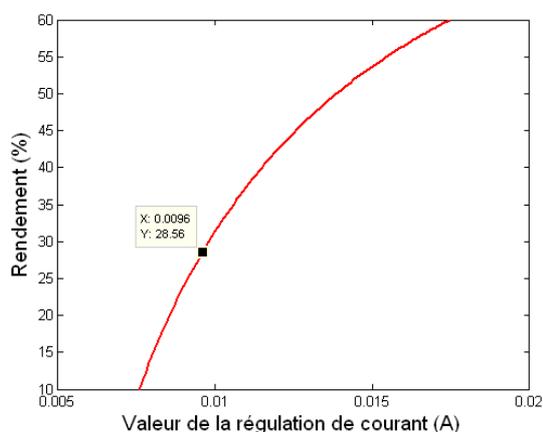


Figure IV-20 : Rendement de la structure en mode équilibrage pour des valeurs faibles pour la régulation de courant

Une des pistes pour augmenter ce rendement serait d'augmenter la quantité d'énergie par unité de temps transférée entre les deux sources d'alimentation. L'idéal serait de se situer au point de rendement maximal des convertisseurs pour perdre le minimum d'énergie lors de ces phases d'équilibrage. La figure IV-21 présente le rendement de la structure en fonction du courant régulé par le montage. Ainsi, on pourrait prévoir un rendement pour la phase d'équilibrage de l'ordre de 97% pour environ 1A.

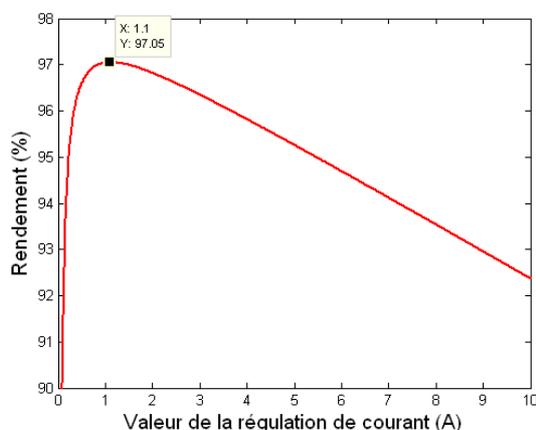


Figure IV-21 : Evolution du rendement en phase d'équilibrage en fonction du courant régulé

4. Recharge

4.1. Présentation de la fonction de recharge

4.1.1. Préambule

Le véhicule électrique utilise un chargeur qui interface le pack de batteries du véhicule avec une source d'énergie extérieure qui est le réseau de distribution alternatif 230/400V 50Hz. Le chargeur effectue une conversion alternatif-continu. Pour le véhicule électrique, on retrouve deux, voire trois types de recharge. La recharge rapide ou semi-rapide qui permet à l'utilisateur de faire et de finir un trajet journalier. Une charge plus conventionnelle, dite recharge lente, recharge complètement les batteries du véhicule. La recharge lente peut prendre plusieurs heures, elle est essentiellement utilisée pendant la nuit.

Le chargeur est généralement un élément qui est rajouté dans un véhicule électrique. Il est le plus souvent embarqué pour permettre au véhicule d'être rechargé sur une prise standard 230V-16A. Avec ce dispositif de recharge autonome dans le véhicule, le convertisseur de traction n'est pas utilisé. L'idée de cette partie est de mettre à profit le convertisseur de traction pour assurer cette fonction de recharge. Ce type de chargeur est alors nommé chargeur « intégré » [CHA97].

Dans [CHA97] il est montré que l'onduleur triphasé utilisé pour la traction du véhicule est capable d'assurer une fonction de chargeur pour le véhicule électrique. L'objectif principal de notre étude est de prouver que les convertisseurs en cascade peuvent accomplir cette même fonction. Dans notre cas, le but est de pouvoir se connecter sur le réseau alternatif monophasé afin de venir recharger les batteries via les convertisseurs en cascade. Seule la recharge lente sera abordée dans ce manuscrit.

4.1.2. Principe utilisé

Le chargeur devra pouvoir se connecter sur la prise 16A du réseau 230V. Les appareils connectés au réseau doivent respecter la norme CEI-61000-3-2 [IEC95]. Cette norme vise à réduire les harmoniques de courant engendrés par les convertisseurs de puissance connectés au réseau. Ces harmoniques ont pour effet d'augmenter les pertes en lignes et peuvent perturber les autres systèmes connectés à ce même réseau.

Cette prise standard limite la puissance disponible à 3,6kW. De ce fait, le chargeur ne peut être que de type lent. Afin de respecter la norme CEI-61000-3-2, la solution est d'utiliser des dispositifs à absorption sinusoïdale. Ce type de dispositif fait appel à des systèmes de correction du facteur de puissance (PFC, Power Factor Corrector). Le principe de fonctionnement d'un PFC est de faire tendre le facteur de puissance ($F_p = P/S$) d'une installation le plus proche de l'unité. C'est-à-dire que le dispositif doit absorber un courant de la même forme et en phase avec la tension réseau (comportement résistif).

Plusieurs types de convertisseurs d'électronique de puissance peuvent assurer une fonction de PFC. La topologie Boost est la plus courante car elle garantit un facteur de puissance important et une diminution accrue des harmoniques de courant sur le réseau [LOU07]. La topologie Flyback est aussi utilisée en faible puissance lorsqu'une isolation galvanique est requise. Ceci rajoute des éléments dans la chaîne de traction tel qu'un

transformateur qui peut être de volume et de poids important. Une autre structure utilisée est le redresseur monophasé 4 quadrants à MLI qui est réalisé à partir d'une structure onduleur à pont complet.

Dans notre étude, le choix a été orienté sur l'étude d'une structure redresseur à pont complet en absorption sinusoïdale. Le but principal étant de démontrer que les convertisseurs en cascade peuvent assurer les mêmes fonctions qu'une structure à pont complet. Dans l'annexe C, on décrit le fonctionnement du redresseur et du principe de commande mis en œuvre pour effectuer la fonction PFC. Le redresseur doit être obligatoirement élévateur. Pour un fonctionnement sur un réseau avec une tension efficace de 230V, la tension sur le bus continu du redresseur doit être supérieure ou égale à l'amplitude maximale de la tension du réseau (soit 325V) [BER03].

La recharge des batteries peut faire appel à plusieurs techniques. La plus répandue est la charge des batteries en deux phases ; une première phase charge les batteries à courant constant et une seconde phase les charge à tension constante [PEU01]. On appelle le plus souvent cette charge une charge de type CC+CV (Constant Current and Constant Voltage). Pour la technologie lithium LiFePO₄, si le régime de charge pour la phase CC est faible, l'étape CV est inutile. Tandis que si le régime de charge de la phase CC est à fort courant, la phase CV est nécessaire pour finaliser la recharge de la batterie [MIN08].

4.2. Recharge avec les convertisseurs en cascade

4.2.1. Adaptations sur les convertisseurs en cascade

L'objectif étant de s'affranchir d'un convertisseur supplémentaire dans le véhicule, les convertisseurs en cascade devront être aptes à effectuer la recharge des batteries. Le principe est de réutiliser au mieux les éléments de la chaîne de traction en minimisant les éléments à ajouter, sans modification majeure de la partie « puissance » ; seule la commande du convertisseur devra être adaptée à ce nouveau mode. Pour que les convertisseurs en cascade effectuent la fonction PFC, il est nécessaire qu'ils produisent la même forme de tension que le redresseur MLI (cf annexe C). Les éléments d'entrée (réseau et inductance) pour les convertisseurs en cascade en mode recharge seront les mêmes que ceux du redresseur MLI à pont complet.

Comme dit précédemment, le redresseur doit être obligatoirement élévateur, c'est-à-dire que la tension de sortie doit être supérieure à la tension d'entrée. Pour le fonctionnement de la chaîne de traction en TBT, les niveaux des tensions des batteries sont faibles (36V par branche du convertisseur). Afin de respecter les conditions d'élévation en tension, il sera nécessaire d'ajouter un étage de conversion supplémentaire ou un transformateur. Pour le fonctionnement de la chaîne de traction en BT, la tension par branche des convertisseurs en cascade a été définie à 150V (cf chapitre II). Afin d'obtenir une tension supérieure à l'amplitude maximale de la tension d'alimentation (soit 325V), il est nécessaire de mettre en série les 3 branches des convertisseurs en cascade. Ainsi cette mise en série permet d'obtenir 450V. Afin de respecter ces conditions, il sera nécessaire d'ajouter des contacteurs sur la structure afin de reconfigurer le convertisseur pour la recharge. Les contacteurs devront être capables de supporter les courants mis en jeu dans la chaîne de traction. Ils pourront être commandé à partir du réseau via lequel les batteries du véhicule seront rechargées. La disposition de ces contacteurs est présentée sur la figure suivante :

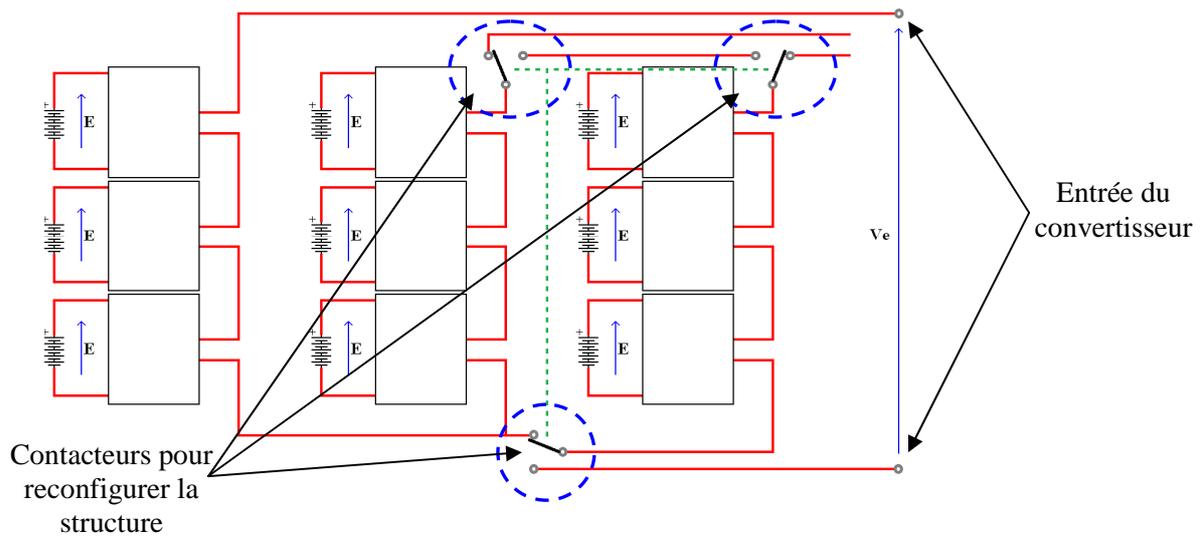


Figure IV-22 : Jeu de contacteurs pour mettre en série les onduleurs de la structure (Exemple pour 3 onduleurs par branche du convertisseur)

4.2.2. Fonctionnement des convertisseurs en cascade en absorption sinusoïdale

Afin que les convertisseurs en cascade puissent effectuer l'absorption sinusoïdale, il sera nécessaire que leurs fonctionnements soient analogues à celui du redresseur à pont complet. La tension V_e produite par les convertisseurs en cascade devra être de la même forme que le redresseur monophasé.

Après la mise en série de chaque onduleur de la structure via les contacteurs, les deux bras de chaque onduleur élémentaire de la structure sont commandés de façon complémentaire. A partir de cette commande, les sources d'alimentation sont mises en série. Avec la commande complémentaire, la tension de sortie de la structure présente deux niveaux de tension. Dans le cas du fonctionnement de la chaîne de traction en BT, la tension par branche du convertisseur a été définie à 150V. En mettant en série les branches de l'onduleur la tension peut ainsi atteindre 450V. Si la commande est définie comme complémentaire, la tension disponible en sortie de la structure sera de + ou - 450V.

Afin de valider le fonctionnement des convertisseurs en cascade comme chargeurs à absorption sinusoïdale, nous avons choisi d'utiliser de nouveau une simulation via le logiciel PSIM. Nous avons pris comme exemple une structure avec 3 onduleurs par branche du convertisseur. Nous obtenons donc des convertisseurs en cascade qui sont composés de 9 onduleurs élémentaires. La figure IV-23 représente le schéma de la structure sous PSIM pour le fonctionnement en absorption sinusoïdale. La mise en série des onduleurs doit être faite comme expliqué précédemment avec les contacteurs de la figure IV-22.

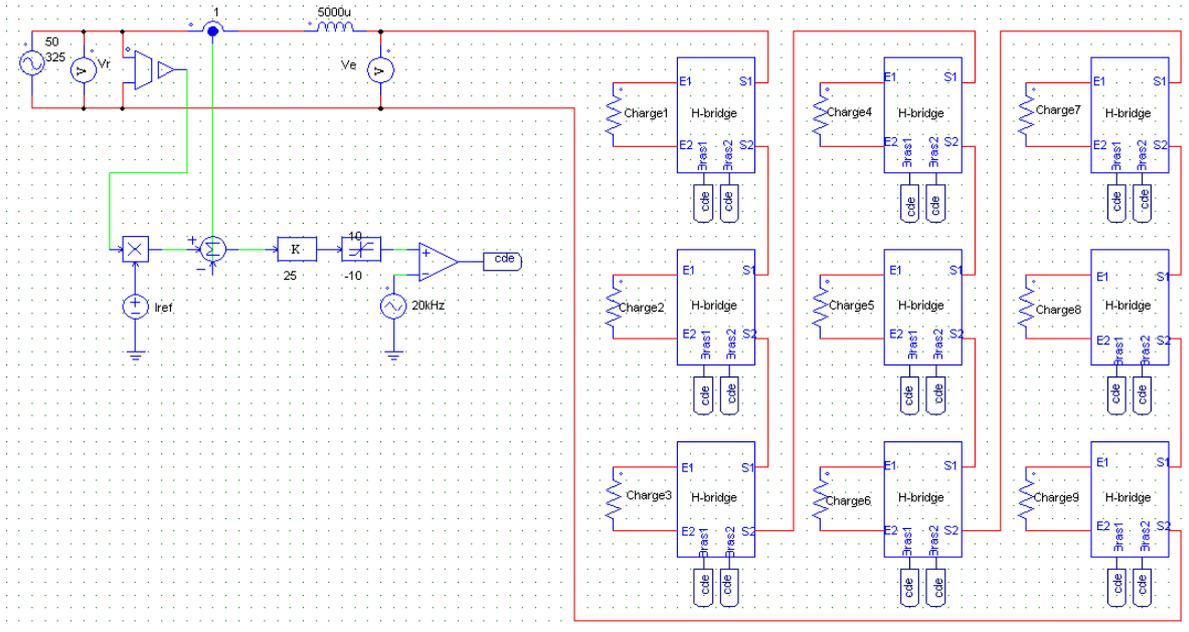


Figure IV-23 : Simulation PSIM pour les convertisseurs en cascade pour une absorption sinusoïdale sur le réseau d'alimentation (Exemple pour 3 onduleurs par branche de la structure des convertisseurs en cascade)

Les éléments d'entrée de la structure et sa commande sont exactement les mêmes que pour le redresseur monophasé (voir annexe C figure C-8), avec la même valeur d'inductance en série avec la source d'alimentation. La commande est répartie sur chaque onduleur, la complémentarité de commande sur chaque bras d'onduleur est effectuée dans les sous-systèmes « H-Bridge ». La figure IV-24 présente le sous-système « H-bridge ».

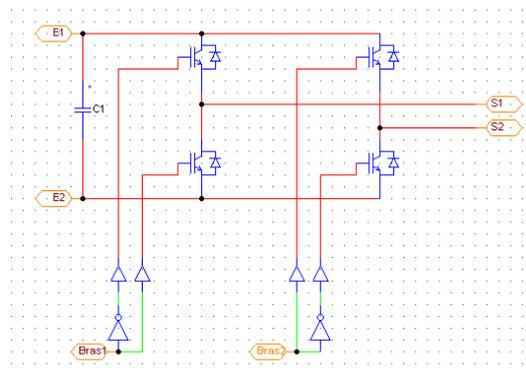


Figure IV-24 : Sous-système « H-Bridge » qui réalise la fonction onduleur des convertisseurs en cascade

4.2.3. Résultats simulation

En supposant que chaque la tension initiale de chaque source de la structure soit de 45V, il est possible d'obtenir une tension totale de 405V. Ceci permet de s'approcher de la tension de 400V comme pour la simulation avec le redresseur à MLI à pont complet établi dans l'annexe C.

La figure IV-25 montre les résultats de simulation obtenus sous PSIM. Cette figure représente la tension V_e à l'entrée de la structure, la tension d'alimentation réseau $V_r(t)$ et le courant absorbé par le réseau. La fréquence de découpage des interrupteurs est fixée à 20kHz.

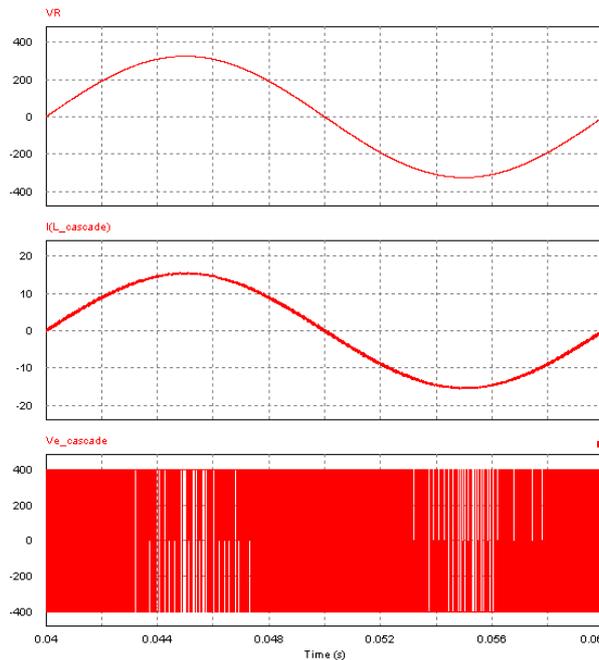


Figure IV-25 : Variations de la tension d'alimentation $V_r(t)$, de la tension à l'entrée du redresseur $V_e(t)$ et du courant traversant l'inductance pour les convertisseurs en cascade en absorption sinusoïdale.

Avec une reconfiguration des onduleurs avec les contacteurs, on démontre que les convertisseurs en cascade et le redresseur peuvent assurer la fonction PFC pour la recharge des batteries du véhicule sur le réseau alternatif.

4.3. Conclusion sur la recharge des batteries

Les parties précédentes ont montré que les convertisseurs en cascade sont capables d'être utilisés comme chargeurs à absorption sinusoïdale, selon le principe de fonctionnement d'un redresseur simple à MLI. Sur ce principe, l'inconvénient demeure le caractère « élévateur de tension » du système. Les niveaux de tensions étudiés pour la chaîne de traction et l'utilisation des convertisseurs en cascade impliquent des valeurs de tension faibles. La condition d'élévation de la tension est seulement respectée pour le fonctionnement de la chaîne de traction en BT (184V_{eff} pour le moteur) en procédant à une mise en série des onduleurs via l'intermédiaire de contacteur. Ce principe ne peut pas être appliqué pour le domaine de fonctionnement de la chaîne de traction en TBT (46V_{eff} entre phase). Pour la TBT, il est nécessaire d'ajouter un étage de conversion ou des éléments supplémentaires dans la structure de puissance afin d'adapter les niveaux de tension.

Le fonctionnement des convertisseurs en cascade pour le mode de la recharge est présenté en supposant que chaque source d'alimentation des onduleurs est identique. Dans le cas de l'utilisation de plusieurs sources de tension réalisée à partir de batteries, des disparités au niveau de leur état de charge peuvent se présenter. Une des solutions pour résoudre ce problème consisterait dans l'alternance de phases de recharge et de phases d'équilibrage des

batteries durant la charge du véhicule. Cette méthode permettrait ainsi d'uniformiser le pack de batterie durant sa charge.

La phase de charge semi rapide à partir d'un réseau triphasé n'a pas été abordée dans ce manuscrit de thèse. Néanmoins, elle est tout à fait possible, les convertisseurs en cascade pouvant être utilisés en tant que redresseurs triphasés. Un des problèmes majeur vient de l'adaptation des niveaux de tension entre les batteries du véhicule et le réseau d'alimentation triphasé. Dans le cas de l'étude de la chaîne de traction en BT, la tension maximale entre phases du moteur est de $184V_{eff}$. Il serait nécessaire d'adopter et de dimensionner le convertisseur de traction pour piloter des moteurs triphasés avec une tension entre phase de $400V_{eff}$. Le convertisseur de traction pourrait donc être connecté directement sur un réseau 230V/400V pour être utilisé comme chargeur semi-rapide.

5. Conclusion

La fonction équilibrage est importante pour maintenir un pack de batteries avec des états de charge uniforme au niveau des cellules élémentaires qui le composent. Certes, la structure des convertisseurs en cascade ne joue pas vraiment le rôle de BMS. Les systèmes d'équilibrage s'occupent d'uniformiser chaque cellule du pack de batteries du véhicule, sauf si les convertisseurs en cascade discrétisent ce dernier jusqu'à sa cellule élémentaire, c'est-à-dire que chaque cellule élémentaire qui compose le pack de batteries du véhicule est associée à un onduleur. La solution présentée pour les convertisseurs en cascade ne s'occupe que d'un groupe de cellules. Ce n'est donc pas un véritable équilibreur, cependant le transfert d'énergie peut être réalisé entre les différentes sources du montage. On donc plus parler de fonction de macro-équilibrage entre les sources du pack de batteries pour la structure des convertisseurs en cascade.

Une autre fonction a été mise en évidence pour les convertisseurs en cascade, celle concernant la recharge du véhicule via le réseau d'alimentation. La structure peut être utilisée en qualité de chargeur et assurer la fonction de charge à facteur de puissance unitaire. Le fonctionnement des convertisseurs en cascade en mode chargeur se base sur le principe de redresseur commandé. Afin de respecter les conditions d'élévation de tension, il ne peut pas être effectué pour les deux domaines de tension étudiés pour la chaîne de traction. Pour respecter les conditions d'élévation de tension, il est nécessaire de reconfigurer la structure des convertisseurs en cascade. La mise en série des branches des convertisseurs via l'ajout de contacteurs est nécessaire.

Les batteries utilisées dans le véhicule présentant des disparités, des travaux supplémentaires devraient être plus centralisés sur la commande du convertisseur. Il serait intéressant d'effectuer une consommation plus intelligente de l'énergie disponible dans chaque source d'alimentation des convertisseurs en cascade. Ainsi en adaptant la commande de chaque onduleur, le but serait de venir équilibrer chaque source des convertisseurs en les sollicitant plus ou moins en fonction de leur état de charge.

Conclusion générale

Conclusion générale

L'une des plus grandes faiblesses du véhicule électrique est son autonomie. Celle-ci est en partie liée à la capacité du pack de batteries et au rendement du groupe moto propulseur du véhicule. Le pack de batteries est réalisé à l'aide d'une association série parallèle de cellules électrochimiques. Celles-ci présentent des caractéristiques de fonctionnement et de vieillissement qui sont différentes. Au cours du temps, les cellules élémentaires les plus faibles peuvent diminuer et dégrader les performances du véhicule en autonomie. Le convertisseur d'électronique de puissance utilisé généralement dans le domaine de la traction des véhicules électriques est complètement dissocié du pack de batteries. Ce manuscrit de thèse s'est concentré sur l'étude des convertisseurs multi niveaux notamment sur les convertisseurs en cascade. De par la structure de ce convertisseur, le pack de batteries se retrouve discrétisé en plusieurs parties. Les convertisseurs en cascade donnent un degré de modularité élevé ; tous les convertisseurs sont similaires et peuvent être réalisés et testés indépendamment de la structure complète.

L'étude a été réalisée sur des véhicules sans permis de la marque AIXAM MEGA. Ce type de véhicule est de faible puissance et fonctionne en très basse tension. Deux niveaux de tension ont été étudiés pour la chaîne de traction du véhicule, la très basse tension étant actuellement utilisée par la marque. Une tension plus élevée a été étudiée pour mettre en évidence les meilleures performances énergétiques du véhicule en basse tension. L'onduleur de traction a été le cœur de ces travaux de thèse. Les convertisseurs en cascade ont été comparés à l'onduleur de tension classique pour les deux niveaux de tension étudiés pour la chaîne de traction.

Les niveaux de tension de la chaîne de traction et l'association série des interrupteurs de puissance avec les convertisseurs en cascade font que l'on a pu faire appel à différentes tenues en tension pour les interrupteurs de puissance. De ce fait, plusieurs technologies de semi-conducteurs peuvent être employées pour réaliser la fonction interrupteur au sein des convertisseurs de puissance, tels que les IGBT, CoolMOS, MOSFET et les GaN. Les modèles de pertes de ces différentes technologies d'interrupteur ont été présentés. Lors de la conception d'un convertisseur de puissance, la fonction interrupteur au sein de la structure est réalisée à partir d'un seul ou plusieurs semi-conducteurs en parallèle. Cette mise en parallèle de semi-conducteurs a été étudiée afin d'évaluer son influence sur les performances de la chaîne de traction du véhicule.

Avec l'intention de connaître les performances des différentes configurations de la chaîne de traction (type de convertisseur, fonctionnement en TBT ou BT, nombre de semi-conducteurs en parallèle), une étude des performances énergétiques de la chaîne de traction pour le cycle basse vitesse du cycle NEDC a été effectuée. Plusieurs cartographies de pertes pour les différentes configurations des convertisseurs de traction ont été réalisées en fonction du couple et de la vitesse du moteur. En associant les cartographies de pertes du moteur et du convertisseur, il a été possible de connaître les pertes totales de l'association moteur et convertisseur quel que soit le point de fonctionnement de moteur. Un logiciel réalisé par un des partenaires de projet VELECTA permet de connaître l'impact sur l'état de charge de la batterie pour un cycle de conduite choisi pour le véhicule étudié. A partir de ce logiciel, des cartographies de pertes du convertisseur et du moteur, il a été possible de comparer les performances du véhicule en fonction des différentes configurations choisies pour la chaîne de traction. Les résultats ont montré que les convertisseurs en cascade peuvent améliorer l'autonomie du véhicule pour un fonctionnement en basse tension de la chaîne de traction.

D'autres convertisseurs d'électronique de puissance sont nécessaires pour le bon fonctionnement d'un véhicule électrique. L'un de ces convertisseurs est le chargeur de batteries qui puise l'énergie du réseau électrique pour venir recharger les batteries du véhicule. Un autre est le système de monitoring des batteries qui permet d'assurer un équilibrage et un état de charge uniforme entre les différentes cellules qui composent le pack de batteries du véhicule. Dans une optique de mutualisation de fonction du convertisseur de traction, une étude a été réalisée afin de d'utiliser les éléments du convertisseur de traction pour effectuer les fonctions de charge et d'équilibrage. Grâce à l'architecture des convertisseurs en cascade et du fait que l'on possède plusieurs onduleurs connectés à différentes sources d'alimentation isolées et indépendantes entre elles, les convertisseurs en cascade ont permis d'assurer les transferts d'énergie entre ses différentes sources d'alimentation, ainsi que de participer à l'équilibrage des batteries du véhicule. De même, pour la recharge du véhicule, après une reconfiguration partielle de la structure des convertisseurs en cascade, il a été validé que ce type de convertisseur peut effectuer une fonction de correction de facteur de puissance vis-à-vis du réseau et recharger les batteries.

Concernant le domaine des applications embarquées, le poids et le volume sont des facteurs importants. Il serait intéressant de comparer les gains en volume et en poids des éléments constituant le convertisseur en fonction des différentes structures d'électronique de puissance et des différents niveaux de tensions étudiées pour la chaîne de traction. Ceci permettrait de voir si l'utilisation des convertisseurs en cascade engendrerait des gains ou des pertes sur le volume et le poids par rapport à l'utilisation d'un onduleur classique.

D'un point de vue des performances énergétiques du véhicule, les convertisseurs multi niveaux produisent des ondes alternatives ayant une meilleure définition et limitant ainsi les gradients de tension. Les ondes ainsi produites par ces convertisseurs ont un contenu harmonique plus faible que les onduleurs deux niveaux, permettant ainsi de réduire les éléments de filtrage. Il serait fondamental d'étudier l'intérêt d'un filtrage entre le convertisseur et le moteur sur les performances énergétiques de la chaîne de traction. Mais avant toute chose, une étude ou des tests additionnels seraient nécessaires sur le moteur de traction. Cette étude devrait être capable d'évaluer les pertes dans le moteur, notamment les pertes fer de celui-ci en fonction du nombre de niveau de tension de l'onde de sortie. Ainsi, cette étude de pertes fer sur le moteur pourrait mettre en avant les gains supplémentaires sur les performances de la chaîne de traction dus à l'utilisation des convertisseurs multi niveaux par rapport à l'utilisation d'onduleurs de tension classiques.

Enfin, la répartition de l'électronique de puissance en plusieurs sous-ensembles pose le problème de compatibilité électromagnétique. En effet, l'éclatement de la structure peut engendrer des problèmes de rayonnement liés aux câblages supplémentaires et à la localisation des packs de batteries. Cette problématique existe déjà pour les structures actuelles et fait l'objet de travaux de recherches.

Bibliographie

Bibliographie

[AIXAM] Site web du constructeur automobile AIXAM, www.aixam.com, 2011.

[AL11] E. Al Alam, « Développement de briques technologiques pour la réalisation de transistor MOS de puissance en Nitrure de Gallium », Thèse de l'Université de Toulouse, LAAS-CNRS, 2011.

[ALTERA] Cyclon III development board, www.altera.com; 2010.

[AUB99] L. Aubard, « Modélisation des transistors MOS de puissance pour l'électronique de commutation », Thèse de l'Université Joseph Fourier, G2Elab, 1999.

[ARN97] J. Arnould, P. Merle, « Dispositifs de L'électronique de puissance », tomes 1 et 2, Hermes, 1997.

[AVAGO] Data sheet de l'optocoupleur HCPL2200, www.avagotech.com; 2007.

[BAL08] B.J. Baliga, « Fundamentals of Power Semiconductor Devices », Springer, 2008.

[BEL97] S.Bell and J.Sung « Will your motor insulation survive a new adjustable frequency drive? » IEEE Tans. Ind. Applicat., Sept./ Oct.1997, Vol. 33, pp. 1307-1311.

[BER03] N. Bernard, B. Multon, H. Ben Ahmed « Le redresseur MLI en absorption sinusoïdale de courant » Revue 3EI n°35, 2003, pp. 55-65.

[BID09] B. Bidoggia, « Système pile à combustible et convertisseur de puissance : modélisation et conception », thèse de du laboratoire de microélectronique de puissance de Tours, 2009.

[BOG96] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, and M. Pastorelli, « Influence of the inverter characteristics on the iron losses in PWM inverter-fed induction motors », IEEE Trans. Ind. Appl., Sep./Oct. 1996, vol. 32, no. 5, pp. 1190–1194.

[BOG03] J.M. Boggetto « Contribution a l'intégration d'une inductance sur silicium et étude de son convertisseur synchrone associé », Thèse de l'Université Joseph Fourier, 2003.

[C-VELEC] Informations relevées sur le site internet de l'association du Club du Véhicule ELECTrique (C-VELEC), www.c-velec.fr, 2010.

[CES96] C. CESTER « Étude des pertes magnétiques supplémentaires dans les machines asynchrones alimentées par onduleur à modulation de largeur d'impulsion », Thèse de Grenoble INP, 1996.

[CHA97] B. Chauchat « Chargeur de batteries intégré pour véhicule électrique » thèse de Grenoble INP, 1997

[CHE82] X. B. Chen and C. Hu, « Optimum doping profile of power MOSFET's epitaxial Layer », IEEE Trans. Electron Devices, 1982, vol. ED-29, pp. 985-987.

[COR02] K. Corzine and Y. Familiant, « A new cascaded multilevel H-bridge drive » IEE Transactions on Power Electronics, 2002, vol. 17, pp. 125-131.

[**CRISES**] Informations relevées sur le site www.lescrises.fr, 2012.

[**DAN06**] V. Dang Bang « Conception d'une interface d'électronique de puissance pour pile à combustible » Thèse de doctorat de l'Université Joseph Fourier de Grenoble, 2006.

[**DIR70**] Directive 70/220/CEE, « Rapprochement des législations des États membres relatives aux mesures à prendre contre la pollution de l'air par les gaz provenant des moteurs à allumage commandé équipant les véhicules à moteur », 1970.

[**EPC**] EPC - EFFICIENT POWER CONVERSION CORPORATION: <http://epc-co.com>, 2010.

[**ERD96**] J. Erdman, R. Kerkman, D.Schlegel, and G. Skibinski, « Effect of PWM inverters on AC motor bearing current and shaft voltages », IEEE tans. Ind. Applcat. , Mar/Apr. 1996, vol. 32, pp. 250-259.

[**FARNELL**] Données relevées sur www.fr.farnell.com, 2011.

[**FEI09**] G. Feix, S. Dieckerhoff, J.Allmeling Schonberger. « Simple methods to calculate IGBT and diode conduction and switching losses » Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on, 2009, pp. 1–8.

[**FER08**] F. Ferrari, Article « Bref comparatif des technologies de batteries », www.symbiocars.com, 2008.

[**FLUKE**] Documentation analyseur de puissance NORMA5000, www.fluke.com, 2011.

[**FOC00**] H. Foch, F. Forest, T. Meynard « Onduleur de tension - Structure. Principes. Applications », Techniques de l'ingénieur, 2000.

[**FOR98**] F. Forest, T. Meynard, H. Foch « Onduleurs de tension – Structures, Principes, Applications », technique de l'ingénieur, d3176, 1998.

[**FOR00**] F. Forest, T. Meynard, H. Foch, « Filtrage passif », technique de l'ingénieur, d3177, 2000.

[**FRA08**] L. G. Franquelo, J. Rodríguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M.A. M. Prats, « The age of multilevel converters arrives », IEEE Industrial Electronics Magazine, Jun. 2008, pp. 28-39.

[**FY06**] U.S Departement of Energy FY2006 « Evaluation of 2004 Toyota Prius Hybrid Electric Drive System ».

[**HAI08**] Haiping Xu, F. Z. Peng, Lihua Chen, Xuhui Wen, « Analysis and Design of Bi-Directional Z-Source Inverter for Electrical Vehicles », Applied power electronics conference and exposition (APEC), 2008, pp. 1252-1257.

[**HUA10**] Hua, A.C.-C.; Syue, B.Z « Charge and discharge characteristics of lead-acid battery and LiFePO₄ battery » W.Power Electronics Conference (IPEC), 2010, pp 1478 – 1483.

Bibliographie

- [HIL99]** W. A. Hill, C. D. Harbourt « Performance of medium voltage multilevel inverters », IEEE-IAS'99, Conf. Proc., 1999, vol.2, pp. 1186-1192.
- [HIN10]** Y. Hinago and H. Koizumi, « A Single-Phase Multilevel Inverter Using Switched Series/Parallel DC Voltage Sources », IEEE Trans. on Ind. Electron., Aug. 2010, vol. 57, pp. 2643-2650.
- [IEC95]** IEC 61000-3-2 « Electromagnetic compatibility Part3: limits-set.2: limits for harmonic current emission (equipment input current \leq 16A per phase) », 1995.
- [IR21844]** Data sheet driver IR21844, www.irf.com; 2006.
- [JEA99]** B. Jeanneret, R. Trigui, F. Badin, F. Harel, « New Hybrid concept simulation tools, evaluation on the Toyota Prius car », EVS'16, Beijing (China), October 1999.
- [JIA08]** N. S. Jian Cao and A. Emadi, « Battery balancing methods: A comprehensive review », in Proc. IEEE VPPC, 2008, pp. 1–6.
- [JOH06]** Z. John Shen, Yali Xiong; Xu Cheng; Yue Fu; P. Kumar, « Power MOSFET Switching Loss Analysis : A New Insight », Industry Applications Conference, 2006, pp 1438-1442.
- [KIM09]** C. H. Kim, Y. D. Kim, G. W. Moon, and H. S. Park, « Individual cell voltage equalizer using selective two current paths for series connected Li-Ion battery strings », in Proc. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2009, pp. 1812–1817
- [KOL12]** J.W. Kolar, F. Krismer, Y. Lobsiger, J. Muuhlethaler, T. Nusbauer, J. Minibock, « Extrem efficiency power electronics », Integrated Power Electronics Systems (CIPS), 7th International Conference on, 2012, pp. 1-22.
- [KOU10]** S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Perez, and J. I. Leon, « Recent advances and industrial applications of multilevel converters », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Aug. 2010, vol. 57, n° 8, pp. 2553-2580.
- [KRE02]** P. T. Krein, and R. Balog, « Life extension through charge equalization of lead-acid batteries », in Proc. 24th Annu. Int. Telecommunications Energy Conf., VMontral, Canada, Sept. 2002.
- [KUH05]** B. T. Kuhn, G. E. Pitel, and P. T. Krein, « Electrical properties and equalization of lithium-ion cells in automotive applications », in Proc. IEEE Vehicle Power Propuls. Conf., Chicago, IL, Sep. 2005, pp. 55–59.
- [KUT96]** N. Kutkut and D. Divan, « Dynamic equalization techniques for series battery stacks », in Proc. IEEE 18th INTELEC, Oct. 6–10, 1996, pp. 514–521.
- [KUT97]** N. H. Kutkut, « Non-dissipative current diverter using a centralized multiwinding transformer », in Proc. 28th IEEE Power Electron. Spec. Conf, St. Louis, MO, Jun. 1997, pp. 648–654.

- [LEE04] J. Lee, Y. Kim, H. Nam, K.-H. Ha, J. Hong, and D. Hwang, « Loss distribution of three-phase induction motor fed by pulsewidth-modulated inverter », IEEE Trans. Magn., Mar. 2004, vol. 40, no. 2, pp. 762–765.
- [LEE05] Y.-S. Lee and M.-W. Cheng, « Intelligent control battery equalization for series connected lithium-ion battery strings », IEEE Trans. Ind. Electron., Oct. 2005, vol. 52, no. 5, pp. 1297–1307.
- [LEE06] Y.-S. Lee and G.-T. Cheng, « Quasi-resonant zero-current-switching bidirectional converter for battery equalization applications », IEEE Trans. Power Electron., Sep. 2006, vol. 21, no. 5, pp. 1213–1224.
- [LEF03] S. Lefebvre, B. Multon « Mosfet et IGBT : circuit de commande », d3233, 2003.
- [LEF04] G. Lefèvre, « Conception des convertisseurs statiques pour l'utilisation de la pile à combustible », thèse de l'université Joseph Fourier, 2004.
- [LEI11] Z. Lei, W. Xuhui, Z. Jian, W. Youlong, « Research of high power-density permanent magnet synchronous motor and driving system », IEEE Electric Information and Control Engineering, 2011, pp. 6052-6055.
- [LEROY] Site du constructeur LEROY-SOMER, www.leroy-somer.com, 2012.
- [LEM] Transducteur de courant LEM HAIS-50P, www.lem.com; 2011.
- [LEZ09] P. Lezana and G. Ortiz, « Extended operation of cascade multicell converters under fault condition », IEEE Trans. Ind. Electron., Jul. 2009, vol. 56, no. 7, pp. 2697–2703.
- [LOR99] L. Lorentz, G. Deboy A. Knapp and M. Marz, « COOLMOSTM - a new milestone in high voltage Power MOS », 1999, pp 3-10.
- [LOU07] K. P. Louganski and J.-S. Lai, « Current phase lead compensation in single-phase PFC boost converters with a reduced switching frequency to line frequency ratio », IEEE Trans. Power Electron., 2007, vol. 22, pp. 113.
- [MCG00] McGrath, B.P.; Holmes, D.G. « A Comparison of Multicarrier PWM Strategies for Cascaded and Neutral Point Clamped Multilevel Inverters,» Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual, 2000, vol. 2, pp. 674-679.
- [MCG02] Brendan Peter McGrath and Donald Grahame Holmes « Multicarrier PWM Strategies for Multilevel inverters » IEEE Transactions on Industrial Electronics., 2002, vol. 49, N°4, pp.858-867.
- [MEA08] T. Meade, D. O'Sullivan, R. Foley, C. Achimescu, M. Egan, P. McCloskey « Parasitic inductance effect On switching losses for high frequency Dc-Dc converter », IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2008, pp. 3-9.

Bibliographie

- [MEL03] M. Melito and G. Belverde, « STripFETTM III and optimal choice of MOSFETs in high current VRMs », STMicroelectronics, Geneva, Switzerland, Appl. Note AN1730, Jul. 2003.
- [MEY92] T.A. Meynard, H. Foch « Dispositif de conversion d'énergie électrique à semi-conducteur » Brevet d'invention française 91 09582, européen, japonais, USA et Canada 92 00652, 1991 et 1992.
- [MEY02] T. Meynard et al « Multicell converters: basic concepts and industry applications » IEEE Transaction Industry Electronics, Oct. 2002, vol.49, n°5, pp. 955-964.
- [MICROCHIP] Data sheet digital signal controller , www.microchip.com, 2010
- [MIN08] R. Mingant « Optimisation de la gestion de charge d'une nouvelle technologie d'accumulateur Li-ion pour applications renouvelables » thèse de Grenoble INP, 2008.
- [MOO05] S. W. Moore and P. Stevens, « An investigation of cell balancing and equalization for lithium-ion battery packs », in Proc. 21st Annu. EVS, 2005, pp. 1–9.
- [MUL02] B. Multon, S. Lefebvre TI « Commande des semi-conducteurs de puissance : principes » Référence d3231, 2002.
- [MUL03] B. Multon, S. Lefebvre TI « MOSFET et IGBT : Circuits de commande » Référence d3231, 2003.
- [MUR71] W. Mac Murray, « Fast reponse stepped-wave switching power converter circuit'', Brevet international no.35581212, 25 mai 1971.
- [NAK08] A. Nakagawa, Y. Kawaguchi et K. Nakamura « Silicon limit electrical characteristics of power devices and I_{cs} », 2008, pp. 7-18.
- [NGU11] H. NGUYEN XUAN « Méthodes et Modèles pour une approche de dimensionnement géométrique et technologique d'un semi-conducteur de puissance intégré. Application à la conception d'un MOSFET autonome », thèse de Grenoble-INP, 2011.
- [NOG09] T. Noguchi and Suroso, « New topologies of multi-level power converter for use of next-generation ultra high speed switching devices », in Proc. Energy Convers. Congr. Expo, 2009, pp. 1968–1975.
- [PAD96] A.K. Padhi, K.S. Nanjundaswamy, J.B. Goodenough, « LiFePO₄: A Novel Cathode Material for Rechargeable Batteries », Electrochemical Society Meeting Abstracts, 96-1, May, 1996, pp. 73.
- [PAR09] H. S. Park; C. E. Kim; C H. Kim; G. W. Moon; J. H. Lee, « A Modularized Charge Equalizer for an HEV Lithium-Ion Battery String », Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Vol. 56 , 2009 , pp. 1464 – 1476.
- [PEN95] F. Z. Peng, et al. « A Multilevel Voltage Source Inverter with Separate DC Sources for Static VAr Generation », IEEE-IAS'95 Conference Proceedings, 1995, pp. 2451-2548.

- [PEN96]** F. Z. Peng, J.S.Lai, J.W. McKeever, and J. VanCoevering, « Multilevel voltage source inverter with separate DC sources for Static Var generation », IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, vol. 32, pp. 1130-1138.
- [PEN03]** F. Z. Peng; « Z-Source Inverter » Industry Applications, IEEE Transactions on , 2003, vol.39 , Issue.2 , pp. 504–510.
- [PER09]** R. Perret, « Power electronics Semiconductor Devices », ISTE Wiley, 2009.
- [PEU01]** C. Peutot, « Chargeur de batteries » technique de l'ingénieur, e3994, 2001.
- [ROD02]** J. Rodriguez, J.S. Lai, and F.Z. Peng, « Multilevel inverters: A survey of topologies, controls, and applications », IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, vol. 49, pp. 724-738.
- [ROD10]** M. Rodriguez, A. Rodriguez, P.F. Miaja, D.G. Lamar, J.S. Zuniga « An insight into the switching process of power MOSFETs : An improved analytical losses model », IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, pp. 1626-1640.
- [RS]** Données relevées sur www.radiospares-fr.rs-online.com, 2011.
- [SCH96]** Jih-Scheng Lai and Fang Zheng Peng, « multilevel converter, a new breed of power converter » (May/june 1996).
- [SEVCON]** Informations relevées sur le site de SEVCON, www.sevcon.com, 2011.
- [SOD99]** R. Sodhi, S. Brown, Sr., and D. Kinzer, « Integrated design environment for DC/DC converter FET optimization », in Proc. 11th Int. Symp. Power Semicond. Devices ICs (ISPSD) , 1999, pp. 241–244.
- [TEC11]** Revue ELECTRONIQUES, « Les technologies à surveiller en 2011 », N°7, Juillet Août 2010.
- [TOL99]** L.M. Tolbert, F.Z. Peng and T.G. Habetler, « Multilevel Converter for Large Electric Drive » in Industry Applications, IEEE Transactions on, 1999, pp. 36-44.
- [TRACO]** Data sheet convertisseur DC/DC, www.tracopower.com, 2011.
- [TRI04]** R. Trigui, J. Scordia, M. Desbois Renaudin, B. Jeanneret, F. Badin, « Global forward backward approach for a systematic analysis and implementation of hybrid vehicle management laws », EET'04, Estoril (Portugal), March 2004.
- [USD08]** U.S. Department of Energy, « Annual Progress Report for the Advanced Power Electronics and Electric Machinery Technology Area », 2008.
- [VARTA]** Accumulateur lithium Varta 40Ah, Museum Autovision, Allemagne, 2012.
- [WEI09]** X. Wei and B. Zhu, « The research of vehicle power: Li-ion battery pack balancing method », in Proc. IEEE 9th Int. Conf. Electron. Meas. Instrum., 2009, pp. 2498–2502.

Bibliographie

[WIE00] E. P. Wiechmann, R. P. Burgos, and J. R. Rodriguez, « Reduced switching frequency active front end converter for medium voltage current source drive using space vector modulation » in Proc. IEEE ISIE, 2000, pp. 288–293.

[WIN10] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, T. Reimann. Application Manual Power Semiconductors SEMIKRON, 2010.

[WOO03] Dac-Wook and Co « An improved Carried Based SVPWM Method using Leg Voltage Redandic in generalized Cascaded multilevel inverter topology » January 2003.

[XI12] Y. Xi; M. Chen; K. Nielson, K.; R. Bell, « Optimization of the Drive Circuit for Enhancement Mode Power GaN FETs in DC-DC Converters », Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2012, pp. 2467-2471.

[XIA04] Y. Xiao, H. Shah, T.P. Chow, R.J. Gutmann, « Analytical modeling and experimental evaluation of interconnect parasitic inductance on MOSFET switching characteristics », IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2004, vol. 1, pp. 516-521.

[XPPOWER] Data sheet convertisseur DC/DC, www.xppower.com; 2009.

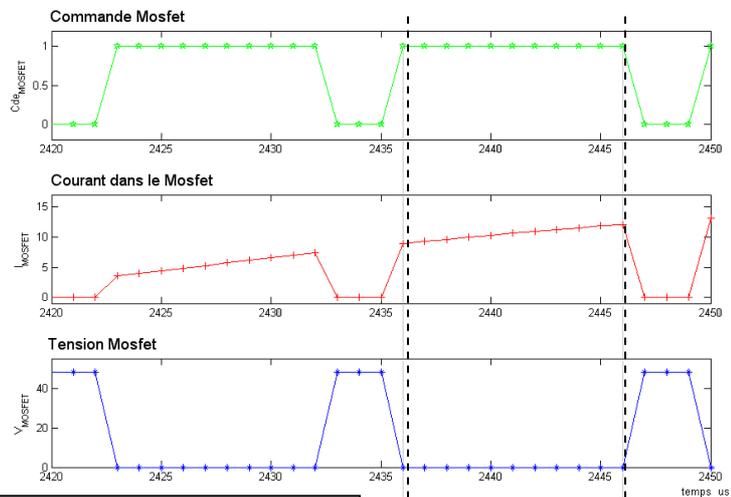
ANNEXES

ANNEXE A

Un sous-programme Matlab à été réalisé afin de calculer les pertes dans un interrupteur de puissance. Celui peut être vu comme un bloc dans lequel on rentre les paramètres du composant et le courant qui le traverse. En sortie on obtient la valeur des pertes. En entrée, il faut préciser la technologie de l'interrupteur employé pour associer au programme les formules qui doivent être utilisées pour calculer les pertes. Les formules de calculs des pertes viennent des modèles présentés dans le chapitre I.

Le calcul des pertes s'effectue point par point sur une courbe comportant 20000 points. Le courant qui rentre dans l'algorithme s'effectue sur une période basse fréquence. Le principe de l'algorithme est simple, on regarde à chaque point de la courbe la valeur du courant. A partir de cette valeur il est possible de définir les conditions de fonctionnement du composant et ainsi de calculer les pertes au passage. Pour la clarté des signaux, le nombre de points a été diminué.

Signaux dans l'interrupteur commandable (Pour l'exemple des courbes, le composant choisi est de technologie MOSFET) :



$$P_{IGBT_COM_ON} = (a_{ON} \times I^2 + b_{ON} \times I + c_{ON}) \times \frac{V_{DC}}{V_{REF}}$$

$$P_{MOSFET_COM_ON} = \frac{1}{2} \times V_{DC} \times (I + I_{RM}) \times \left(\frac{Q_{GD}}{I_G} + \frac{I_{RM}}{di/dt} \right)$$

$$P_{GaN_COM_ON} = \frac{1}{2} \times V_{DC} \times I \times \frac{Q_{GD}}{I_G}$$

$$P_{IGBT_COND} = V_{CE0(400^\circ K)} \times I + R_{dIGBT(400^\circ K)} \times I^2$$

$$P_{MOSFET_COND} = R_{DSon(400^\circ K)} \times I^2$$

$$P_{CoolMOS_COND}$$

$$P_{GaN_COND}$$

$$P_{IGBT_COM_OFF} = (a_{OFF} \times I^2 + b_{OFF} \times I + c_{OFF}) \times \frac{V_{DC}}{V_{REF}}$$

$$P_{MOSFET_COM_OFF} = \frac{1}{2} \times V_{DC} \times \frac{I^2}{di/dt}$$

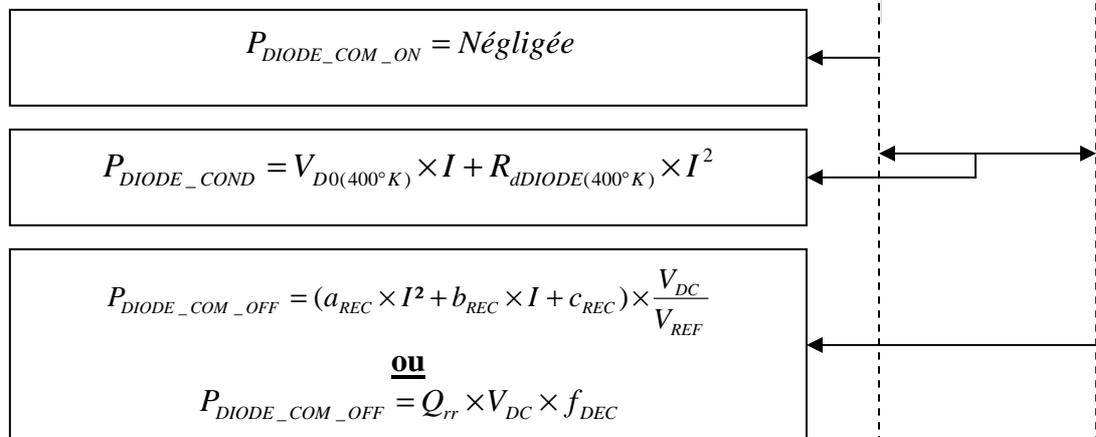
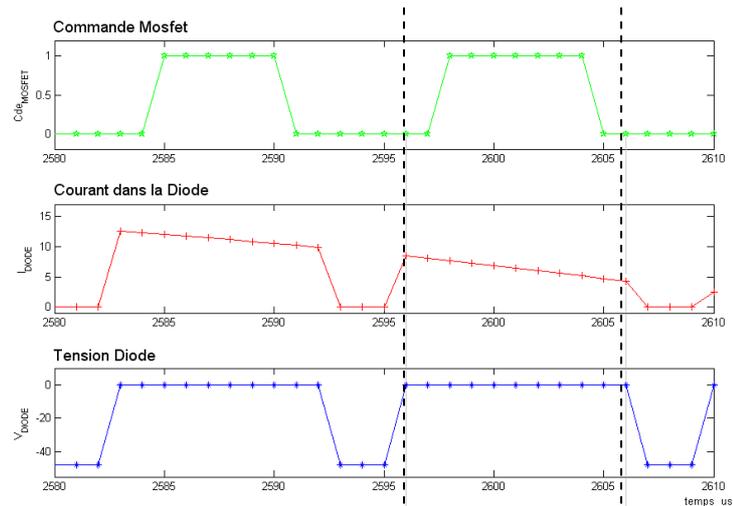
$$P_{CoolMOS_COM_OFF}$$

$$P_{GaN_COM_OFF}$$

Signaux dans la Diode :

Les signaux dans la diode sont présentés de manière générale dans un premier temps. On suppose que la commande des deux interrupteurs d'un bras d'onduleur est faite de manière complémentaire avec un temps mort pour ne pas court-circuiter la source. La diode est en conduction lorsque le courant est inverse à l'interrupteur. Les phases de redressement synchrone ne sont pas prises en compte pour le moment.

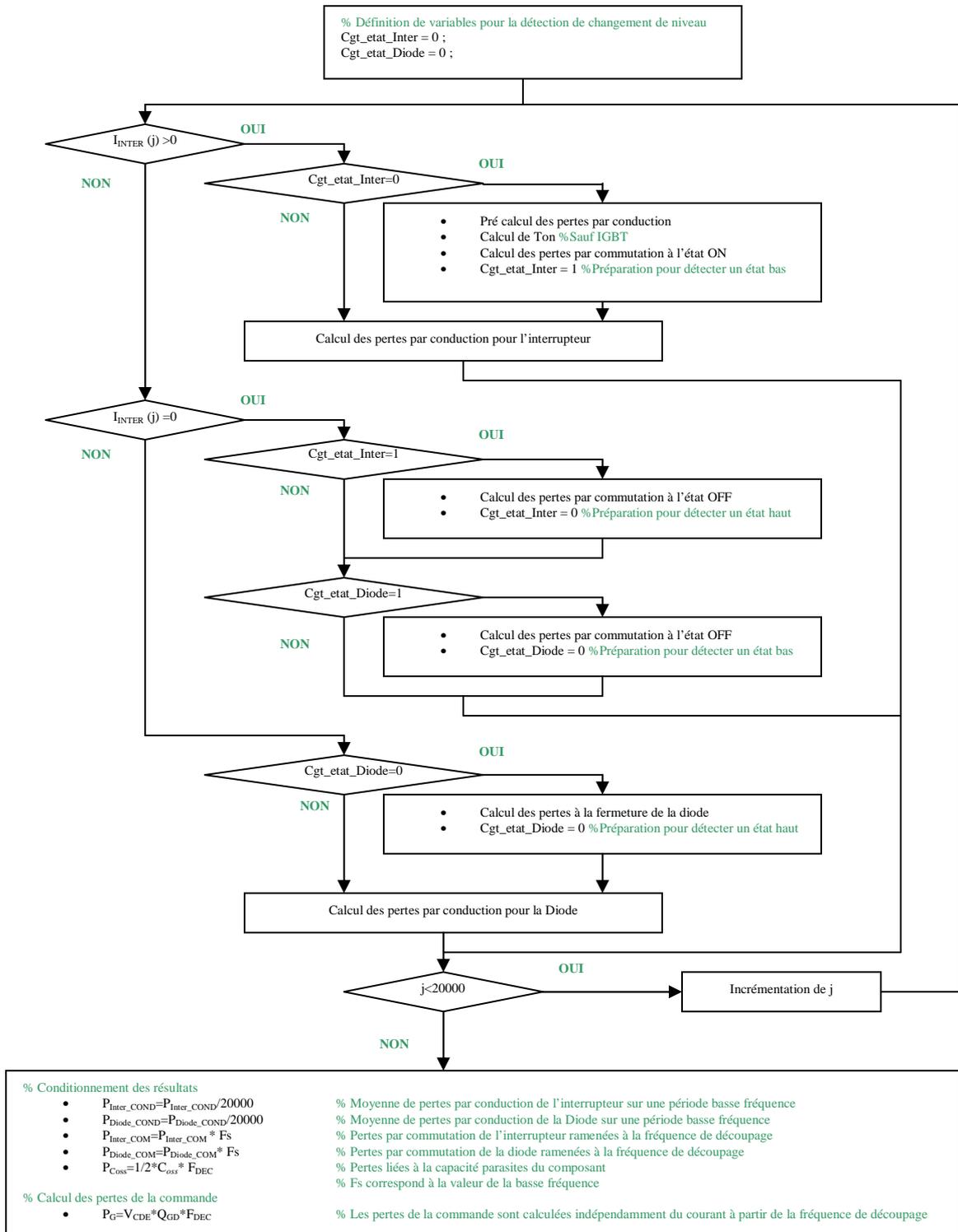
Le courant dans la diode est présenté en convention récepteur, ainsi ce courant est positif sur la figure suivante.



Les pertes par conduction dans les diodes sont les mêmes quelle que soit la technologie utilisée. Les pertes par recouvrement ($P_{DIODE_COM_OFF}$) présentent deux formules, le choix de celles-ci dépendra des données disponibles dans les documentations constructeurs. Concernant ces pertes par recouvrement elles seront considérées nulles pour la technologie GaN car celle-ci ne présente pas de pertes.

L'algorithme du calcul de ces pertes est présenté à la page suivante. Celui définit de manière séquentielle les phases du programme pour le calcul des pertes en fonction du changement d'état du courant dans l'interrupteur de puissance. Les pertes sont calculées sur une période basse fréquence, moyennées et multipliées par la valeur de la fréquence du réseau (Basse fréquence). Les pertes qui sont indépendantes du courant, telles que les pertes dans la partie commande, sont directement calculées à la fin de l'algorithme.

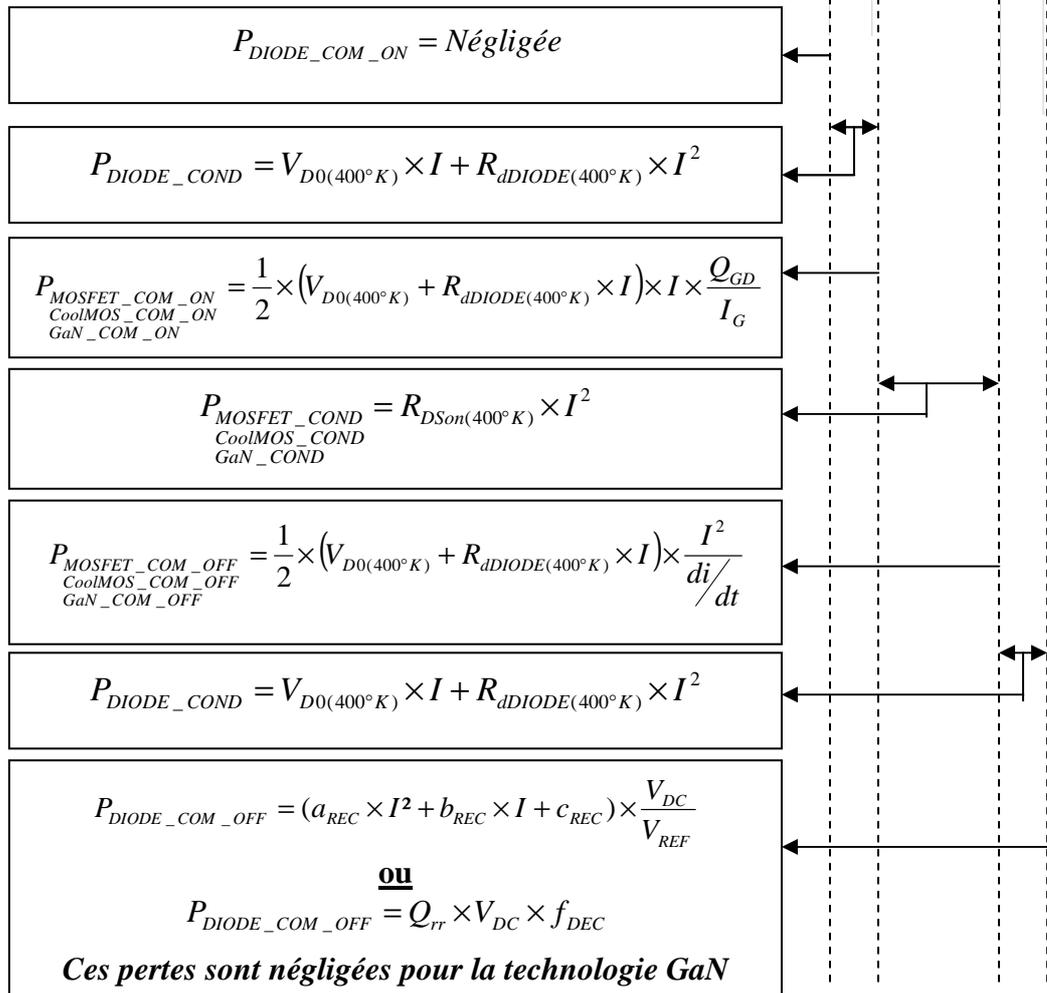
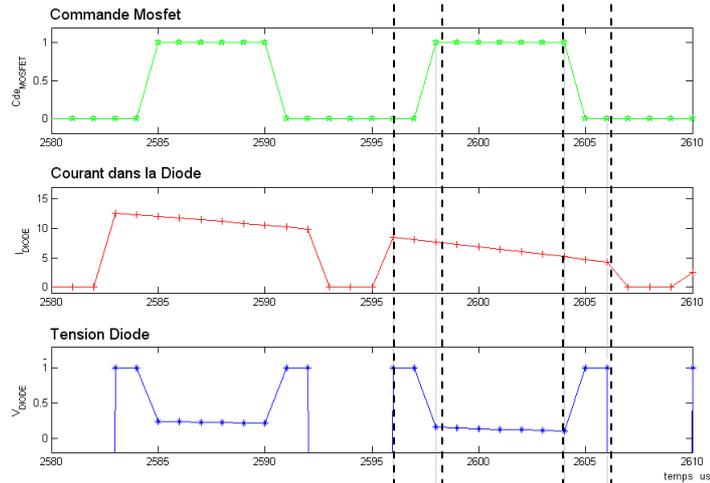
L'algorithme pour le calcul des pertes sans redressement synchrone



Cet algorithme ne prend pas en compte les phases de redressement synchrone, c'est-à-dire lorsque la phase de conduction de la diode est remplacée par la conduction de l'interrupteur. L'algorithme présenté ci-dessus est seulement valide pour la technologie IGBT. La suite de cette annexe détaille l'algorithme pour le calcul des pertes avec redressement synchrone pour les technologies MOSFET, CoolMOS et GaN.

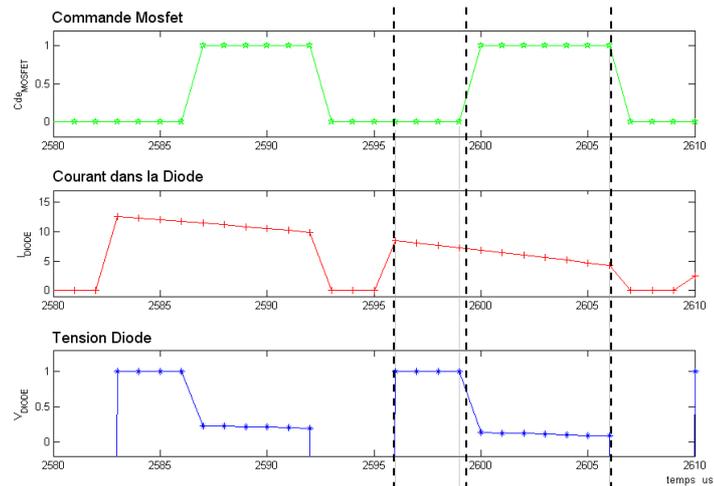
Les phases de conduction de la diode sont remplacées par la conduction des interrupteurs. La diode ne conduit que pendant les temps morts. La mise en conduction de l'interrupteur se fait sous tension de seuil de la diode au lieu de la tension d'alimentation de l'onduleur. Ainsi les pertes par commutation de l'interrupteur sont réduites, voire négligeables. Dans notre cas, même si ces pertes sont très faibles, elles seront prises compte. Ci-dessous la forme des signaux dans l'interrupteur et la diode est présentée. On peut voir que la tension de la diode chute lors de la mise en conduction de l'interrupteur. Durant cette période la tension de la diode est égale à la résistance série de l'interrupteur multipliée par le courant qui le traverse.

Signaux dans la diode :



Dans la réalisation de l'algorithme, il est possible de modifier la démarche de calcul des pertes en simplifiant le programme. Les réglages des temps morts s'effectuent de la manière suivante ; on a 20000 points sur une période BF, le temps mort est toujours fixé à 2µs. Le programme vérifie les points de la courbe l'un après l'autre, il est donc plus facile de détecter un changement de valeur (Front montant ou Front descendant) que d'anticiper celui-ci. Pour abrégier le programme une simplification a été effectuée en rapprochant les temps morts de la conduction de la diode et en effectuant des calculs de pertes de manière « groupés ».

Simplification des signaux pour le calcul dans le programme :



$$P_{DIODE_COM_ON} = \text{Négligée}$$

$$P_{DIODE_COND} = V_{D0(400^\circ K)} \times I + R_{dDIODE(400^\circ K)} \times I^2$$

$$P_{\substack{MOSFET_COM_ON \\ CoolMOS_COM_ON \\ GaN_COM_ON}} = \frac{1}{2} \times (V_{D0(400^\circ K)} + R_{dDIODE(400^\circ K)} \times I) \times I \times \frac{Q_{GD}}{I_G}$$

$$P_{\substack{MOSFET_COND \\ CoolMOS_COND \\ GaN_COND}} = R_{DSon(400^\circ K)} \times I^2$$

$$P_{\substack{MOSFET_COM_OFF \\ CoolMOS_COM_OFF \\ GaN_COM_OFF}} = \frac{1}{2} \times (V_{D0(400^\circ K)} + R_{dDIODE(400^\circ K)} \times I) \times \frac{I^2}{di/dt}$$

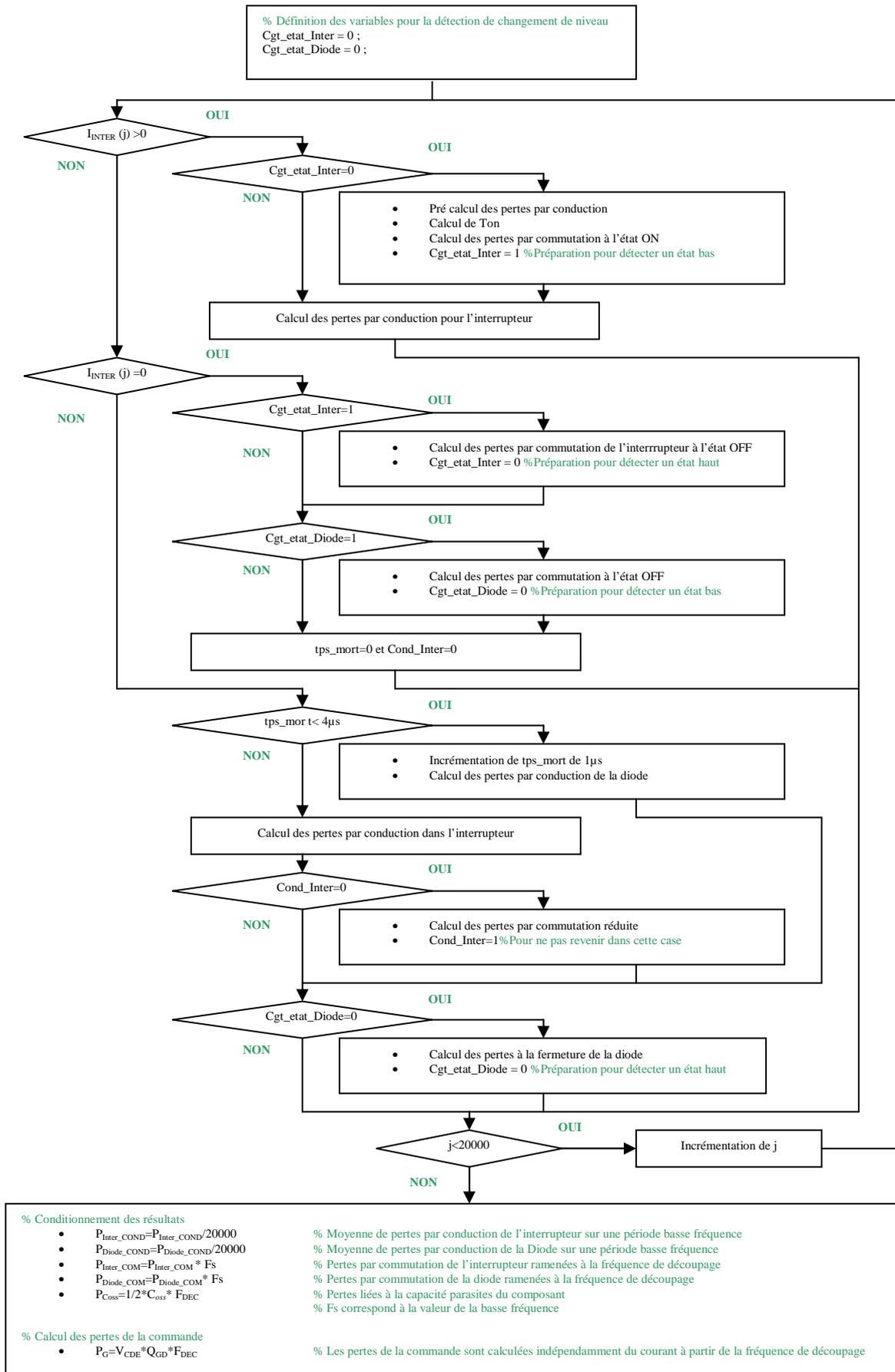
$$P_{DIODE_COM_OFF} = (a_{REC} \times I^2 + b_{REC} \times I + c_{REC}) \times \frac{V_{DC}}{V_{REF}}$$

ou

$$P_{DIODE_COM_OFF} = Q_{rr} \times V_{DC} \times f_{DEC}$$

Les pertes par recouvrement dans la diode sont négligées pour la technologie GaN

L'algorithme pour le calcul des pertes avec redressement synchrone



Caractéristiques moteur MSAP TBT

Client : G2ELab
09/11/2010

Type : TRS145
Tension : 46Vac
Service : S2 60min
BF : 224653

PLAQUAGE
FONCTIONNEMENT COUPLE CONSTANT

Paramètres de la machine (valeur simple efficace / phase)	
Nombre de poles	8
Ld à Cn (µH)	34.56
Lq à Cn (µH)	34.84
Kt à Cn (V/tr/min)	à T (°C) 26.0
R (Ω)	à T (°C) 26.0

Couple (Nm) Vitesse (tr/min)	1		6		12.5		18.5		25		32	
	Courant I (A)	Tension U (V)										
200	7.3	1.9	39.1	80.6	118.8	165.2	213.8	2.5	2.7	2.7	2.7	3.0
	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
	1.00	0.99	0.99	0.98	0.97	0.97	0.94	0.97	0.97	0.95	0.95	0.94
	82.99	86.73	86.73	78.95	72.16	64.21	57.33	72.16	72.16	64.21	57.33	57.33
	21	21	126	262	387	524	670	387	387	524	670	670
750	8.2	7.2	40.0	81.4	119.6	166.0	214.5	8.1	8.3	8.3	8.7	8.7
	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
	1.00	0.99	0.99	0.98	0.96	0.93	0.90	0.96	0.93	0.93	0.90	0.90
	72.90	91.45	91.45	86.54	89.37	86.54	83.61	89.37	89.37	86.54	83.61	83.61
	79	79	471	982	1453	1963	2513	1453	1453	1963	2513	2513
2000	9.5	19.1	41.3	82.7	121.0	167.4	216.0	20.6	21.0	21.0	21.8	21.8
	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
	1.00	0.99	0.99	0.97	0.95	0.92	0.88	0.95	0.92	0.92	0.88	0.88
	60.19	89.58	89.58	92.84	93.12	92.56	91.61	93.12	92.56	92.56	91.61	91.61
	209	1257	1257	2618	3875	5236	6702	3875	3875	5236	6702	6702
3550	10.7	33.9	42.5	84.0	122.3	168.8	217.5	36.3	36.8	36.8	38.2	38.2
	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
	1.00	0.99	0.99	0.97	0.95	0.91	0.88	0.95	0.91	0.91	0.88	0.88
	51.02	86.82	86.82	92.05	93.26	93.58	93.37	93.26	93.26	93.58	93.37	93.37
	372	2231	2231	4647	6877	9294	11896	6877	6877	9294	11896	11896
4440	11.3	42.4	43.1	84.6	123.0	169.5	218.7	45.3	45.9	45.9	46.0	46.0
	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
	1.00	0.99	0.99	0.97	0.95	0.91	0.88	0.95	0.91	0.91	0.88	0.88
	47.19	85.40	85.40	91.45	93.00	93.62	93.84	93.00	93.00	93.62	93.84	93.84
	465	2790	2790	5812	8602	11624	14879	8602	8602	11624	14879	14879
6000	75.5	46.0	89.3	122.0	160.1	206.4	267.3	46.0	46.0	46.0	46.0	46.0
	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0	0.0
	1.00	0.99	0.99	0.97	0.95	0.91	0.88	0.95	0.91	0.91	0.88	0.88
	82.3	62.5	62.5	47.9	41.8	35.9	35.4	41.8	41.8	35.9	35.4	35.4
	0.18	0.59	0.59	0.86	0.96	1.00	0.99	0.96	0.96	1.00	0.99	0.99
6000	50.82	87.09	87.09	92.69	94.16	94.67	94.54	94.16	94.16	94.67	94.54	94.54
	628	3770	3770	7854	11624	15708	20106	11624	11624	15708	20106	20106

Caractéristiques moteur MSAP BT

09/11/2010

Client : G2ELab

Type : TRS145

Tension : 184Vac

Service: S2 60min

BF : 224654

PLAQUAGE

FUNCTIONNEMENT COUPLE CONSTANT

Paramètres de la machine (valeur simple efficace / phase)	
Nombre de poles	8
Ld à Cn (µH)	553.0
Lq à Cn (µH)	557.5
Kt à Cn (V/tr/min)	0.02414 à T (°C)
R (Ω)	0.0291 à T (°C)

Couple (Nm) Vitesse (tr/min)	1			6			12.5			18.5			25			32		
	Courant I (A)	Tension U (V)	calage α (°)	Courant I (A)	Tension U (V)	calage α (°)	Courant I (A)	Tension U (V)	calage α (°)	Courant I (A)	Tension U (V)	calage α (°)	Courant I (A)	Tension U (V)	calage α (°)	Courant I (A)	Tension U (V)	calage α (°)
200	1.8	7.8	0.0	9.8	8.4	0.0	20.1	9.3	0.0	28.9	10.1	0.0	41.3	11.0	0.0	53.5	12.0	0.0
	1.00	1.00	0.99	0.99	0.99	0.99	0.98	0.98	0.97	0.97	0.97	0.97	0.95	0.95	0.94	0.94	0.94	0.94
	82.76	82.76	86.69	86.69	78.93	78.93	78.93	78.93	72.68	72.68	72.68	72.68	64.20	64.20	64.20	57.32	57.32	57.32
750	2.1	28.7	0.0	10.0	29.5	0.0	20.4	30.8	0.0	29.1	32.1	0.0	41.5	33.3	0.0	53.6	34.9	0.0
	1.00	1.00	0.99	0.99	0.99	0.99	0.98	0.98	0.96	0.96	0.96	0.96	0.93	0.93	0.90	0.90	0.90	
	72.21	72.21	91.28	91.28	91.08	91.08	91.08	89.47	89.47	89.47	89.47	86.49	86.49	86.49	83.58	83.58	83.58	
2000	2.4	76.4	0.0	10.4	77.5	0.0	20.7	79.8	0.0	29.5	82.3	0.0	41.9	84.1	0.0	54.0	87.4	0.0
	1.00	1.00	0.99	0.99	0.99	0.99	0.97	0.97	0.95	0.95	0.95	0.95	0.92	0.92	0.88	0.88		
	58.84	58.84	89.14	89.14	92.61	92.61	92.61	92.97	92.97	92.97	92.97	92.44	92.44	92.44	91.52	91.52		
3550	2.7	135.6	0.0	10.7	137.1	0.0	21.1	140.6	0.0	29.9	144.7	0.0	42.3	147.4	0.0	54.4	152.7	0.0
	1.00	1.00	0.99	0.99	0.99	0.99	0.97	0.97	0.95	0.95	0.95	0.95	0.91	0.91	0.88	0.88		
	49.16	49.16	86.09	86.09	91.66	91.66	91.66	92.93	92.93	92.93	92.93	93.37	93.37	93.37	93.21	93.21		
4440	2.9	169.5	0.0	10.9	171.3	0.0	21.2	175.6	0.0	30.0	180.6	0.0	42.5	183.8	0.0	54.8	184.0	0.0
	1.00	1.00	0.99	0.99	0.99	0.99	0.97	0.97	0.95	0.95	0.95	0.95	0.91	0.91	0.88	0.88		
	45.12	45.12	84.52	84.52	90.97	90.97	90.97	92.58	92.58	92.58	92.58	93.36	93.36	93.36	93.64	93.64		
6000	3.72	372	0.0	12.57	372	0.0	24.31	464.7	0.0	30.69	464.7	0.0	42.94	464.7	0.0	54.89	464.7	0.0
	1.00	1.00	0.99	0.99	0.99	0.99	0.97	0.97	0.95	0.95	0.95	0.95	0.91	0.91	0.88	0.88		
	18.9	18.9	82.0	82.0	82.0	82.0	82.0	82.0	82.0	82.0	82.0	82.0	82.0	82.0	82.0	82.0	82.0	
6000	47.75	47.75	85.88	85.88	92.04	92.04	92.04	93.61	93.61	93.61	93.61	94.33	94.33	94.33	94.26	94.26	94.26	
	628	628	3770	3770	7854	7854	7854	11310	11310	11310	11310	15708	15708	15708	20106	20106	20106	
	628	628	3770	3770	7854	7854	7854	11310	11310	11310	11310	15708	15708	15708	20106	20106		

L'absorption sinusoïdale de courant sur pont complet

Cette annexe analyse le principe de fonctionnement d'un redresseur à pont complet. La figure C-1 représente une structure à pont complet avec la commande de régulation en courant associée.

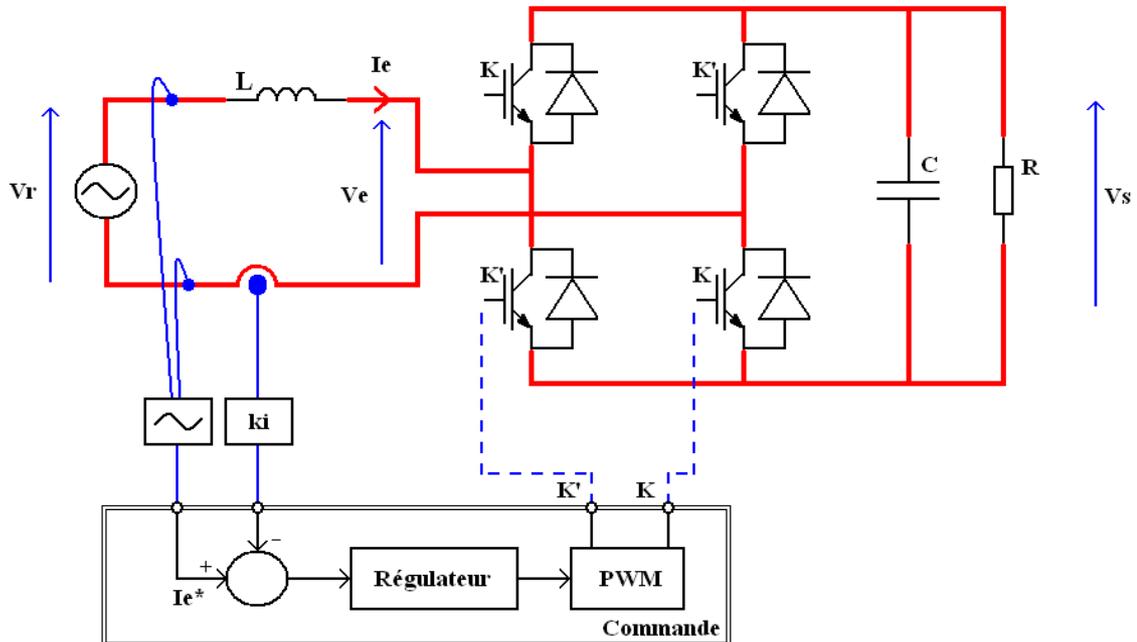


Figure C-1: Redresseur MLI Monophasé avec sa commande de régulation en courant

Le redresseur doit être obligatoirement élévateur. Pour un fonctionnement sur un réseau avec une tension efficace de 230V, la tension sur le bus continu du redresseur doit être supérieure ou égale à l'amplitude maximale de la tension du réseau (soit 325V) [BER03]. Pour notre étude, le convertisseur débite dans une charge résistive R, le courant traversant cette résistance est supposé constant. Nous nous intéresserons principalement à la phase de charge des batteries à courant constant car c'est la plus importante ; nous supposerons que pendant cette phase, la tension aux bornes des batteries ne varie pas. La charge à tension constante qui assure la finalisation de la charge des batteries ne sera pas étudiée dans ce rapport. De ce fait nous focaliserons principalement sur le principe de régulation en courant. La consigne en courant I_{e^*} est extraite à partir de l'image de la tension réseau. Ceci permet d'obtenir une consigne en courant sinusoïdale en phase avec la tension réseau et ainsi d'assurer la fonction PFC avec le montage utilisé.

Allure des signaux d'entrée du montage

On considère une commande complémentaire des bras du redresseur. C'est-à-dire que l'on utilise une commande de type bipolaire pour commander la structure. La figure C-2 représente la tension V_e à l'entrée de l'onduleur et la figure C-3, la tension du réseau d'alimentation V_r .

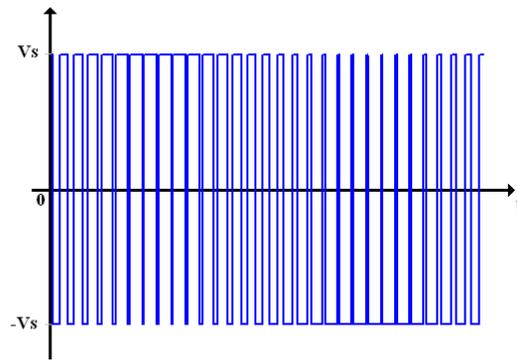


Figure C-2 : Allure de la tension V_e à l'entrée de l'onduleur pour une commande MLI bipolaire avec un indice de modulation faible pour la clarté des signaux.

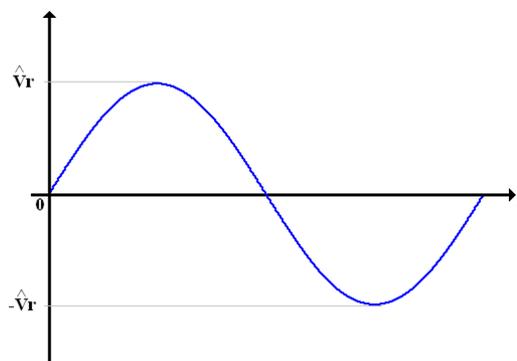


Figure C-3 : Allure de la tension réseau V_r

A partir de la tension réseau V_r et de la tension à l'entrée du redresseur V_e , il est possible d'établir la tension aux bornes de l'inductance avec la loi des mailles. L'équation de la tension V_L aux bornes de l'inductance est la suivante.

$$V_L(\theta) = V_r(\theta) - V_e(\theta) \quad \text{C-Eq1}$$

Ainsi à partir de l'équation C-Eq1, on peut déduire la forme de la tension aux bornes de l'inductance. Celle-ci est présentée sur la figure C-4.

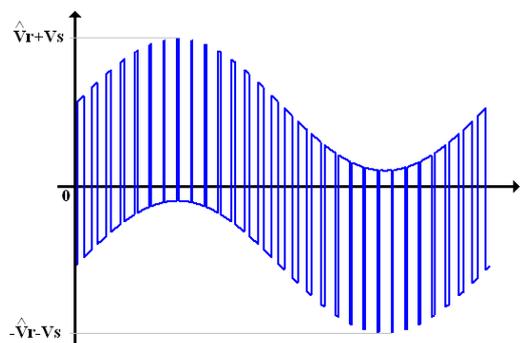


Figure C-4 : Allure de la tension aux bornes de l'inductance V_L

Choix de l'inductance de lissage

Pour choisir la valeur de l'inductance à mettre entre la source d'alimentation (réseau) et le redresseur, il faut déterminer l'ondulation de courant que doit supporter celle-ci. La figure C-5 représente l'évolution de la tension et du courant dans l'inductance. Sur la figure C-5 on suppose que les variations basse fréquence de la tension aux bornes de l'inductance sont négligeables au cours d'une période de découpage.

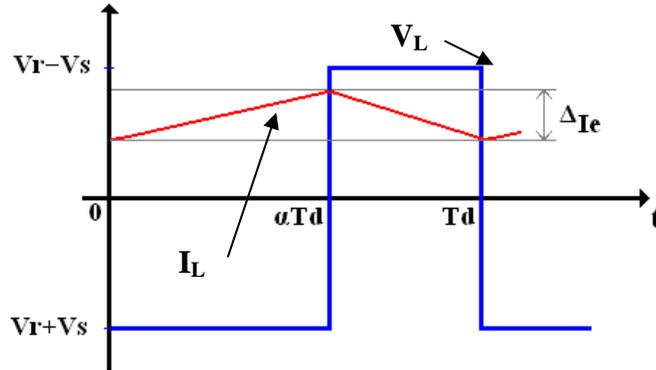


Figure C-5 : Tension et courant dans l'inductance pour une période de découpage T_d

L'ondulation du courant dans une inductance est obtenue avec l'équation suivante :

$$\Delta_{I_e}(\theta) = \frac{V_L(\theta) \cdot \alpha(\theta)}{L \cdot f_{dec}} \quad \text{C-Eq2}$$

La tension aux bornes de l'inductance est régie par l'équation IV-Eq4 (Equation analogue à IV-Eq2).

$$V_L(\theta) = Vr(\theta) - Vs = \hat{V}_r \cdot \sin(\theta) - Vs \quad \text{C-Eq3}$$

L'évolution du rapport cyclique alpha pour une commande de type bipolaire est égale à :

$$\alpha(\theta) = \frac{1 + r \cdot \sin(\theta)}{2} \quad \text{C-Eq4}$$

r étant la profondeur de modulation. Dans notre cas, l'expression de la profondeur de modulation est la suivante :

$$r = \frac{\hat{V}_r}{V_s} \quad \text{C-Eq5}$$

En injectant les équations C-Eq3 et C-Eq4 dans C-Eq2, l'ondulation de courant dans l'inductance est donc établie par la formule suivante :

$$\Delta_{I_e}(\theta) = \frac{1}{2 \cdot L \cdot f_{dec}} \cdot \left(\left(\hat{V}_r \cdot \sin(\theta) - V_s \right) \cdot \left(1 + \frac{\hat{V}_r}{V_s} \cdot \sin(\theta) \right) \right) \quad \text{C-Eq6}$$

L'ondulation maximale du courant dans l'inductance est obtenue pour $d\Delta I_e/dt = 0$, le maximum est obtenu pour :

$$\theta = 0 \quad \text{C-Eq7}$$

En introduisant l'équation IV-Eq8 dans IV-Eq7, on obtient l'ondulation maximale du courant :

$$\hat{\Delta}_{I_e} = \frac{V_s}{2 \cdot L \cdot f_{dec}} \quad \text{C-Eq8}$$

A partir de l'équation IV-Eq9, il est possible d'obtenir la valeur de l'inductance à partir de l'ondulation de courant que l'on désire, la fréquence de découpage et la tension continue à la sortie de l'onduleur. Dans notre étude nous choisissons une tension de 400V pour V_s , valeur supérieure à la tension de l'amplitude maximale de la tension secteur. La fréquence de découpage des interrupteurs est fixée à 20kHz pour rester dans la zone de fréquence inaudible. Si on choisit une ondulation maximale de courant faible de l'ordre de 2A, la valeur de l'inductance devra être de 5mH.

Régulation du système

Nous nous occuperons de la modélisation de la boucle de courant. Nous utiliserons un modèle en assimilant les variables à leur valeur moyenne et en ne se basant que sur les variations basse fréquence de ces grandeurs. On néglige les chutes de tension qui sont engendrées pour les interrupteurs de puissance. La loi des mailles à l'entrée du redresseur est utilisée afin de connaître la boucle de courant à modéliser. Cette loi des mailles est donc exprimée par la relation suivante :

$$L \frac{dI_e(\theta)}{dt} = V_r(\theta) - V_e(\theta) \quad \text{C-Eq9}$$

Après transformation de Laplace, l'équation IV-Eq10 devient :

$$I_e(p) = \frac{V_r(p)}{L \cdot p} - \frac{V_e(p)}{L \cdot p} \quad \text{C-Eq10}$$

La figure C-6 représente le schéma bloc du système que l'on doit réguler.

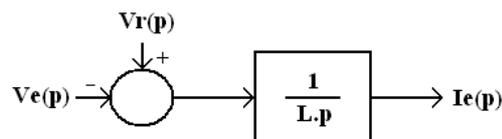


Figure C-6 : Schéma bloc du système en boucle ouverte pour la boucle d'asservissement en courant

On utilisera simplement un correcteur proportionnel car le système possède déjà un intégrateur. En prenant K_p , le gain du correcteur et K_{mesIe} , le gain du capteur de courant, l'expression du courant I_e en boucle fermée et la suivante :

$$I_e(p) = \frac{1}{K_{mesIe}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L}{K_p \cdot K_{mesIe}}} \cdot I_e^*(p) + \frac{1}{K_p \cdot K_{mesIe}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{L}{K_p \cdot K_{mesIe}}} \cdot Vr(p) \quad \text{C-Eq11}$$

Le schéma bloc du système avec le correcteur se trouve sur la figure C-7.

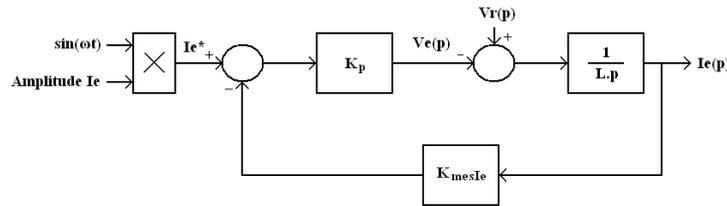


Figure C-7 : Schéma bloc du système avec correcteur pour la boucle d'asservissement en courant

La fréquence de découpage des interrupteurs est fixée à 20kHz. En limitant la bande passante ω_c à 95000 rad/s, soit $f_c = 15\text{kHz}$ pour être inférieure à la fréquence de découpage, on obtient alors $K_p = 25$ (avec $K_{mesIe} = 1$).

Simulation de l'absorption sinusoïdale sur l'onduleur à pont complet

A l'aide du logiciel Psim, nous avons réalisé le montage à absorption sinusoïdale à pont complet. L'objectif étant de savoir si la boucle de régulation en courant fonctionne et que le montage absorbe un courant en phase à la tension réseau. La figure C-8 présente le schéma de l'onduleur à pont complet avec sa boucle de courant.

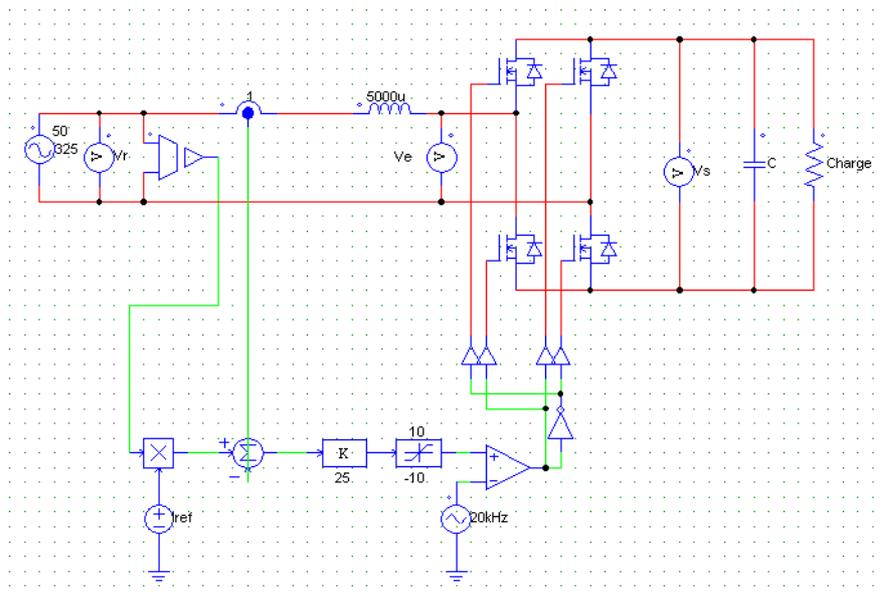


Figure C-8 : Schéma du redresseur à pont complet avec sa boucle de régulation en courant pour une absorption sinusoïdale sur le réseau d'alimentation

La figure C-9 présente les variations des tensions V_r , V_e et le courant traversant l'inductance pour une période du réseau d'alimentation.

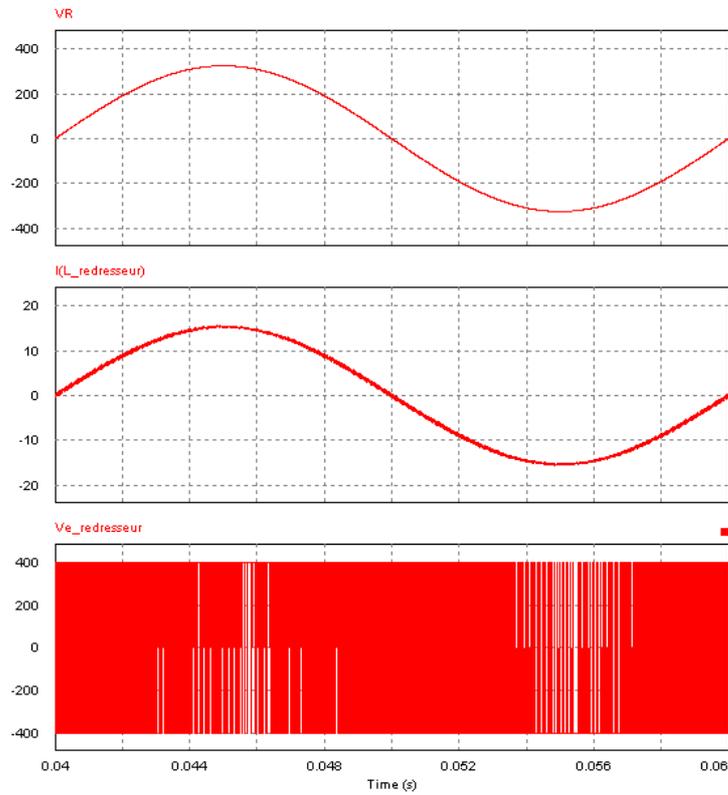


Figure C-9 : Variations de la tension d'alimentation $V_r(t)$, de la tension à l'entrée du redresseur $V_e(t)$ et du courant traversant l'inductance pour le redresseur à pont complet en absorption sinusoïdale

Titre : Optimisation d'une chaîne de traction pour véhicule électrique

Résumé :

Les éléments constituant la chaîne de traction sont le plus souvent dissociés et indépendants entre eux (pack de batteries, convertisseur de traction et moteur). L'utilisation des convertisseurs en cascade en tant que convertisseurs de traction a été le cœur de ces travaux de thèse. Les performances énergétiques des convertisseurs en cascade et de l'onduleur de tension classique ont été comparées sur un cycle de conduite normalisé pour différentes configurations sur les convertisseurs de puissance (niveaux de tension mis en jeu dans la chaîne de traction, variation du nombre d'onduleurs connectés en série pour les convertisseurs en cascade et variation du nombre de semi-conducteurs en parallèle pour réaliser la fonction des interrupteurs de puissance dans les convertisseurs). D'autres convertisseurs d'électronique de puissance sont nécessaires pour le bon fonctionnement d'un véhicule électrique. L'un de ces convertisseurs est le chargeur de batteries qui puise l'énergie du réseau électrique pour venir recharger les batteries du véhicule. Un autre est le système de monitoring des batteries qui permet d'assurer un équilibrage et un état de charge uniforme entre les différentes cellules qui composent le pack de batteries du véhicule. Dans une optique de mutualisation de fonction du convertisseur de puissance, les convertisseurs en cascade ont été étudiés pour assurer les fonctions de charge et d'équilibrage lorsque la traction du véhicule n'est pas utilisée.

Mots clés : électronique de puissance, convertisseurs statiques, convertisseurs en cascade, chaîne de traction, rendement, pertes, mutualisation de fonction.

Title : Optimization of electronics drives for electric vehicle

Abstract :

The elements that can be found in traction chain are usually separate and independent between them (battery pack, traction converter and motor). The use of cascaded inverter in order to drive the vehicle has been the heart of this thesis. The energy performance of cascaded inverter and classical voltage source inverter were compared on a standardized driving cycle for different power converters configurations (voltage level for the traction chain, variation of the number serial inverter for cascaded H-bridge and different number of semiconductors in parallel to do the function of the power switches in converters). Other power electronic converters are necessary for the electrical vehicle. One of these converters is the battery charger that transfers energy from the network to the vehicle's batteries. Another is the battery monitoring system that ensures a balance and uniform state between the different cells which make up the battery pack of the vehicle. With an objective of increasing the function of the power converter, cascaded H-bridge have been designed to provide the function of charger and balance the battery cell when the traction chain of the vehicle is not used.

Key-words : power electronic, static converter, cascaded H-Bridge, traction chain, efficiency, losses, function mutualization.