

Commande vectorielle innovante pour véhicules électriques ou hybrides

Abbas Dehghanikiadehi

▶ To cite this version:

Abbas Dehghanikiadehi. Commande vectorielle innovante pour véhicules électriques ou hybrides. Energie électrique. Université Clermont Auvergne [2017-2020], 2017. Français. NNT: 2017CLFAC012. tel-01626952

HAL Id: tel-01626952 https://theses.hal.science/tel-01626952

Submitted on 31 Oct 2017

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. N° d'ordre D. U : 2811 E D S P I C : 798

UNIVERSITE CLERMONT AUVERGNE

ECOLE DOCTORALE SCIENCES POUR L'INGENIEUR DE CLERMONT-FERRAND

Thèse

Présentée par

Abbas Dehghanikiadehi

pour obtenir le grade de

Docteurd' Université

SPECIALITE : Electrotechnique

Commande Vectorielle Innovante Pour Vehicules Electriques ou Hybrides

Soutenue publiquement le 3 février 2017 devant le jury :

M. Pascal AndréM. François CostaM. Patrick LukM. Daniel BurtinM. Khalil El Khamlichi DrissiM. Christophe Pasquier

Président Rapporteur Rapporteur Examinateur Directeur de thèse Co-encadrant de thèse

Abstract

Over the last decade, the interest for low-carbon vehicle technologies has surged among both governments and automotive manufacturers across and beyond the European Union (EU). Great hopes have been put, first, on biofuel vehicles and more recently on electric vehicles (EVs) and hybrid electric vehicles (HEVs) as key technologies to mitigate climate change, enhance energy security and nurture new industry branches within the automotive sector. So electrification of vehicles has been seen as a key strategy to reduce CO_2 emissions from the transport sector.

The main challenge toward EVs and HEVs is to keep driving for longer distance (which has been always fields for competition among traction industries) as well as lifetime battery cells as storage system. As a result, these indicate importance of power converter efficiency as a key gate for next generations of these up-coming vehicles. The next parameter is the quality of output voltage/current (especially by suppressing low-order harmonics) to reduce the size of filtering.

The aim of this thesis is to achieve better efficiency and output voltage/current Total Harmonic Distortion (THD) by proposing novel power converter and associated Pulse Width Modulation (PWM) methods while imposing modification on power converter topology. As a result, dual-inverter is proposed to supply open-end motor from both sides. To this aim, three PWM methods are suggested as:

The first one, Modified Space Vector Modulation (MSVM) for dual-inverter supplied by single dc source, improves efficiency by 4-5% (while having lower switching losses), and reduces Common Mode Voltage (CMV) levels by 66%, as well. The voltage/current harmonics are analytically analyzed which shows mainly better performance. Effective switching frequency is also reduced by 66% due to the reduction of number of commutations.

In the second one, Near State PWM (NSPWM) is adapted for dual-inverter supplied by single dc source in order to eliminate triplen harmonics (therefore Zero Sequence Voltage, ZSV) and improve efficiency (by 3-4%) compared to Space Vector Modulation (SVM). Additionally due

to avoiding use of zero vectors, CMV is improved by 66%. While having 8 commutations instead of 12 in SVM, effective switching frequency is improved by 33%.

And finally, the third proposed method deals with NSPWM for dual-inverter supplied by two isolated dc sources wherein efficiency and CMV levels show the same performance as previous one. However, in this method, voltage THD is highly reduced compared to SVM. Triplen harmonics of the output voltage are inherently suppressed by the structure.

These 3 proposed methods are analytically studied and their performances are step by step simulated in Matlab/Simulink environment. Then the methods are implemented in dual-inverter fed open-end motor in laboratory setup; and the results are compared with these of SVM. Finally, it is found that novel proposed methods are so competitive solutions to be applied in HEVs and EVs and bring superior efficiency and voltage/current harmonic features.

Keywords

Common mode voltage, dual-inverter, efficiency, electric vehicle, hybrid electric vehicle, openend motor, power converter, voltage/current THD, 2 and 3-level voltage source inverter, zero sequence voltage

Résumé

Durant ces dernières années, l'intérêt pour les technologies des véhicules à faibles émissions de carbone a fait un bond important à travers l'Union européenne (UE) et au-delà, encouragé en cela par les gouvernements et les constructeurs automobiles. De grands espoirs ont été mis plus récemment dans les véhicules électriques (VE) et les véhicules électriques hybrides (VEH) en tant que technologies clés pour atténuer le changement climatique, améliorer la sécurité énergétique et favoriser une nouvelle branche de l'industrie dans le secteur automobile. Ainsi, l'électrification des transports a été considérée comme une stratégie clé pour réduire les émissions de CO2 dans le secteur des transports.

Le principal défi est d'augmenter l'autonomie des véhicules (ce qui a toujours été au cœur de la concurrence des industries du transport), ainsi que la durée de vie des volumineuses et coûteuses batteries. Par conséquent, ceci indique que le rendement du convertisseur de puissance est un des points clés à développer pour les générations des véhicules électriques à venir. L'autre paramètre influant est la qualité de la tension et du courant (en particulier la suppression des harmoniques basses fréquences) qui permet de réduire la taille des filtres d'entrée et de sortie de ces convertisseurs.

L'objectif de cette thèse est de parvenir à un meilleur rendement en proposant de nouvelles structures de convertisseur de puissance et des commandes vectorielles modifiées ; le choix de deux onduleurs alimentant un moteur ouvert aux deux extrémités. Après l'analyse étape par étape, modèle théorique, simulation et enfin une mise en œuvre expérimentale, il a été constaté que les nouvelles méthodes proposées sont compétitives et peuvent s'appliquer aux cas des VEH et des VE afin d'apporter des caractéristiques supérieures en termes d'efficacité et de qualité de tension et de courant.

Mots-clés

Tension en mode commun, double-onduleur, rendement, véhicule électrique, véhicule hybride, moteur ouvert, convertisseur de puissance, THD de la tension et du courant, onduleur multiniveaux, séquence nulle de tension.

Acknowledgements

First of all, I would like to thank Professor Khalil EL KHAMLICHI DRISSI, my director, for his continuous and consistent support and encouragement during this work. His effort was very effective for new ideas and for analytical analyses. Additionally, I would like to thank Dr. Christophe PASQUIER, my co-supervisor, for his help to implement methods in experimental setup. It might not be possible to finish the work without their support.

As a part of this project, many people from company and academia have been involved in the practical system development for this project. I would like to thank electrical engineering department of Polytech Clermont Ferrand for their assistance, Mr. Michel JAMES for his helps in coding Microcontroller; Mr. Francisco SANCHEZ for designing Printed Circuit Boards; and Mr. Jacques LAFFONT for his advice to use C Language. As well, I would like to thank collaborators from SATTGC (société d'accélération du transfert de technologies grand centre), Mr. Jean-Paul VINCENT, Mr. Fabrice VIGIER, and Mr. Olivier PREZIOSA for their support and confidence to register 3 patents.

I would like to thanks Prof. François COSTA as reviewer for his advice, which helps to have more comprehensive thesis according to French standards. I wish to thank Prof. Patrick LUK for his effective comments as reviewer, which makes this thesis text more clear and complete.

Thanks also to jury members, Prof. Pascal ANDRE and Dr. Daniel Burtin for their presence and attention to this thesis and finding this work eligible for doctorate degree.

I would like to express my sincere and heartfelt gratitude toward my wife, Saba, for her constant encouragement and loving support. I would also like to express my appreciation toward my parents and family members, for their unending support and well wishes.

Abbas DEHGHANI KIDEAHI

Clermont-Ferrand,

Contenu

| Abstract i | | | | | | | |
|------------|---------------------|---|---|----|--|--|--|
| Résum | lésuméiii | | | | | | |
| Ackno | Acknowledgementsiv | | | | | | |
| Liste d | iste des Figuresvii | | | | | | |
| Liste d | les Table | aux | | ix | | | |
| Introd | uction g | énérale | | 1 | | | |
| Chapte | er 1 | Structu | re à double-onduleur et moteur à stator ouvert | 3 | | | |
| | 1.1 | Double | e-onduleur pour application de traction | 3 | | | |
| | 1.2 | Contrôle découplé de la structure à double-onduleur | | | | | |
| | 1.3 | Comm | ande SVM pour double-onduleur | 7 | | | |
| | 1.4 | Pertes | par commutation | 8 | | | |
| | 1.5 | Calcul | du THD de la tension et du courant | 8 | | | |
| Chapte | er 2 | Métho | des de commande proposées pour la structure à double-onduleur | 11 | | | |
| 2.1 | | Comm | ande MSVM pour double-onduleur alimenté par une source isolée | 11 | | | |
| | | 2.1.1 | Structure de la commande MSVM | 11 | | | |
| | | 2.1.2 | Analyse de la tension de sortie | 12 | | | |
| | | 2.1.3 | Les pertes par commutation | 13 | | | |
| | | 2.1.4 | THD de la tension et du courant | 14 | | | |
| | 2.2 | Comm | ande NSPWM pour double-onduleur alimenté par une source isolée | 16 | | | |
| | | 2.2.1 | Stratégie de la commande NSPWM | 16 | | | |
| | | 2.2.2 | Analyse de la tension de sortie | 17 | | | |
| | | 2.2.3 | Pertes par commutation | 18 | | | |
| | | 2.2.4 | Les harmoniques basses fréquences | 20 | | | |
| | 2.3 | Comm | ande NSPWM pour double-onduleur alimenté par deux sources isolées | 21 | | | |
| | | 2.3.1 | Analyse de la tension de sortie | 22 | | | |
| | | 2.3.2 | Pertes par commutation | 22 | | | |
| | | 2.3.3 | Réduction du THD de la tension | 23 | | | |
| | | | | | | | |

| Chapter 3 | Résultats expérimentaux et par simulation | 27 | | | |
|-----------|--|----|--|--|--|
| 3.1 | Résultats pour la commande MSVM pour double-onduleur alimenté par une soule source | 28 | | | |
| 3.2 | 2 Résultats pour la commande NSPWM pour un double-onduleur alimenté par une soule source | 32 | | | |
| 3.3 | Résultats pour la commande NSPWM pour double-onduleur alimenté par deux sources isolées | 36 | | | |
| Conclusio | n et perspectives | 43 | | | |
| 3.4 | Conclusion | 43 | | | |
| 3.5 | 5 Perspectives | 45 | | | |
| Référence | Références marquantes | | | | |

Liste des Figures

| Figure 1.1. La chaine de traction. | 3 |
|--|------------|
| Figure 1.2. Espérance de vie des batteries. | 4 |
| Figure 1.3. Structure à double-onduleur alimentée par : | 5 |
| Figure 1.4. Représentation vectorielle et vecteurs de référence. | 6 |
| Figure 2.1. AMI en fonction de l'angle de déplacement | 12 |
| Figure 2.2. K en fonction de sin $\Delta \theta$ 2 et du facteur de puissance | 14 |
| Figure 2.3. <i>THD_V</i> en fonction de <i>Vpeak</i> (normalisé par <i>Vdc</i>) | 15 |
| Figure 2.4. <i>THD</i> ^{l} en fonction de <i>Vpeak</i> (normalisé par <i>Vdc</i>) pour cos \emptyset =0.866 | 15 |
| Figure 2.5. Contenu harmonique de la tension de sortie. | 17 |
| Figure 2.6. Tension de sortie en fonction de PAD et de MI. | 18 |
| Figure 2.7. K en fonction de sin $\Delta 	heta 2$ et du facteur de puissance | 19 |
| Figure 2.8. THD du courant en fonction de MI et de sin <i>PAD</i> 2. | 21 |
| Figure 2.9. THD de la tension en fonction de MI et de sinPAD2. | 21 |
| Figure 2.10. Signaux de commande des deux onduleurs. | 23 |
| Figure 2.11. THD $_{\rm V}$ de la tension en fonction de PAD et de MI. | 25 |
| Figure 2.12. Deux enveloppes de THD _v . | 26 |
| Figure 2.13. THD $_{\rm V}$ de la tension pour une période d'échantillonnage | 26 |
| Figure 3.1. Prototype | 27 |
| Figure 3.2. Résultats expérimentaux des signaux de commande : (a) MSVM (b) SVM | 28 |
| Figure 3.3. <i>THD_V</i> en fonction de <i>Vpeak</i> (normalisée par <i>Vdc</i>) | 29 |
| Figure 3.4. THD_l en fonction de $Vpeak$ (normalisée par Vdc) @ cos \emptyset =0.866 | 29 |
| Figure 3.5. Rendement des méthodes MSVM et SVM en fonction du courant continu appelé source à $fs = 8.1 kHz$ | à la 30 |
| Figure 3.6. Résultats de simulation du ZSV/CMV pour le double-onduleur contrôlé par : | 31 |
| Figure 3.7. Résultats expérimentaux des ZSV/CMV pour le double-onduleur commandé par : | 31 |
| Figure 3.8. Résultats expérimentaux : signaux de commande | 32 |
| Figure 3.9. Résultats de la simulation de la tension et du courant pour LPF=0.866 et $v1t$ =0.7 Vdc . | 33 |
| Figure 3.10. Résultants expérimentaux de la tension et du courant pour LPF=0.866 et $v1t$ =0.7 Vda | c.33 |
| Figure 3.11. Résultats de la simulation de la tension et du courant pour LPF=0.866 et $v1t$ =0.7 Vdc | :. 34 |
| Figure 3.12. Résultats de la simulation de la tension et du courant pour LPF=0.866 et $v1t$ =0.7 Vdc | :. 34 |
| Figure 3.13. Résultats de la simulation du ZSV pour le double-onduleur à $v1t$ =0.7 Vdc | 35 |
| Figure 3.14. Résultats expérimentaux du ZSV pour le double-onduleur à $v1t$ =0.7 Vdc | 35 |
| | |

| Figure 3.15. Résultats de la simulation pour le ZSV 35 |
|--|
| Figure 3.16. Résultats expérimentaux pour le ZSV |
| Figure 3.17. Rendement des méthodes NSPWM et SVM en fonction du courant continu à $fs = 8.1 \ kHz$ |
| Figure 3.18. Résultats expérimentaux des signaux de commande pour : (a) NSPWM-1 (b) NSPWM-2. |
| Figure 3.19. Résultats du THD de la tension en fonction de <i>Minew</i> |
| Figure 3.20. Profils de la simulation de la tension de sortie pour : |
| Figure 3.21. Profil de la simulation de la tension de sortie obtenue par SVM à <i>Minew</i> =1.4 |
| Figure 3.22. Profils expérimentaux de la tension générés par : (a) NSPWM-1 (b) NSPWM-2 à Minew=1.4 |
| Figure 3.23. Profil expérimental de la tension générée par SVM à <i>Minew</i> =1.4 |
| Figure 3.24. Résultat de la simulation des spectres harmoniques de la tension |
| Figure 3.25. Résultat de la simulation des spectres harmoniques de la tension 40 |
| Figure 3.26. Résultats de la simulation des spectres harmoniques de la tension |
| Figure 3.27. Résultats expérimentaux des spectres harmoniques de la tension (X- axe : 6.25 kHz/ Unité) |
| Figure 3.28. Résultats expérimentaux des spectres harmoniques de la tension (<i>X</i> - axe : 6.25 kHz/ Unité) |
| Figure 3.29. Résultat expérimental des spectres harmoniques de la tension (<i>X</i> -axis : 5 kHz/Unité). |

Liste des Tableaux

| Tableau 1.1 ZSV pour double-onduleur | . 7 |
|--|-----|
| Tableau 1.2 CMV pour double-onduleur | . 7 |
| Tableau 2.1 Définition des secteurs pour la commande NSPWM | 16 |
| Tableau 1 Tableau de comparaison | 44 |

Introduction générale

Cette thèse propose une nouvelle chaine de puissance non seulement pour les véhicules électriques et hybrides, mais aussi pour les applications ferroviaires. En général, la chaine d'alimentation des véhicules actuels est constituée d'un convertisseur continu-continu (dc/dc) suivie d'un onduleur (dc/ac) ; cette chaine n'est cependant pas optimale en termes de rendement et d'utilisation de composants passifs. Les dispositifs d'alimentation en courant continu des moteurs des véhicules hybrides ou électriques actuels comportent des sources d'alimentation électriques dont la tension doit être augmentée afin de permettre à l'onduleur triphasé alimentant le moteur électrique de délivrer une tension suffisante. Cependant, les moyens utilisés, tels des élévateurs de tension sont couteux, prennent un volume important et ont un poids conséquent ce qui affecte directement les performances du véhicule.

Pour surmonter ces problèmes, nous proposons une structure à deux onduleurs associés à un moteur à stator ouvert. Sur la base de ce montage, trois méthodes de commande par modulation de largeur d'importions (PWM) sont développées afin d'améliorer le rendement, la tension de mode commun et le taux de distorsion harmonique (THD) de la tension et du courant. Chaque méthode bénéficie également de fonctionnalité propre.

Cette thèse est organisée comme suit :

- Le premier chapitre présente la structure à double-onduleur qui sert à alimenter par des sources de tension continue isolées ou non isolées le moteur à stator ouvert. Les 64 vecteurs de commande possibles et la méthode PWM associée sont élaborés. La nécessité d'éviter d'utiliser des vecteurs nuls est discutée. Enfin, les pertes par commutation et les caractéristiques des harmoniques de tension et de courant pour cette structure sont formulées.
- Le second chapitre de la thèse est une introduction et une présentation des véhicules électriques ou hybrides ainsi que des enjeux qui les entourent. Cette partie ne sera pas reprise dans ce document.
- Dans le 3^{ème} chapitre, la méthode de la modulation vectorielle modifiée (MSVM) pour le double-onduleur alimenté par une source non isolée est proposée. L'objectif princi-

pal est l'amélioration du rendement qui se révèle être augmentée de 4 à 5% par rapport à la méthode de la modulation vectorielle (SVM). Le THD de la tension et du courant est analysé. La tension de mode commun (CMV) et les phases de tension nulle (ZSV) sont également étudiées et montrent une amélioration par la méthode proposée du fait de la non-utilisation des vecteurs nuls.

Par la suite, il est proposé une commande NSPWM adaptée à la configuration du double-onduleur alimenté par une seule source non isolée. Cette méthode couvre deux objectifs principaux qui sont l'amélioration du rendement (de l'ordre de 3,5%) et l'élimination du troisième harmonique de la tension. L'étude des CMV et ZSV de cette méthode est réalisée et montre l'amélioration par rapport à la commande SVM.

La troisième méthode, NSPWM adaptée à la structure à double-onduleur alimentée par deux sources isolées est proposée afin d'améliorer le rendement (comme la méthode précédente avec un gain de 3,5%) et le THD de la tension. Les caractéristiques du contenu harmonique de la tension sont formulées analytiquement. Du fait de l'utilisation de deux sources isolées, les harmoniques d'ordre trois ne sont pas présents ni en tension ni en courant. De plus, l'étude du CMV montre des niveaux plus faibles par rapport aux méthodes classiques en raison de la non-utilisation des vecteurs nuls comme pour la méthode précédente.

- Les simulations et les résultats expérimentaux sont présentés dans le quatrième chapitre. Ceux-ci sont en concordance avec ce qui a été prédit dans le troisième chapitre. Le dispositif expérimental est expliqué et des résultats sont présentés et comparés par rapport aux commandes SVM classiques.
- Enfin, la conclusion est présentée dans le dernier chapitre et quelques pistes pour la poursuite des travaux sont proposées.

Chapitre 1 Structure à double-onduleur et moteur à stator ouvert

Classiquement, les Véhicules Electriques (VE) ou Hybrides (VHE) utilisent un bus continu basse tension pour tenir compte des contraintes de sécurité. Par conséquent, dans la chaine de traction, un convertisseur dc/dc survolteur connecté à l'onduleur est utilisé afin de doubler le niveau de la tension continue (voir Figure 1.1). La structure à double-onduleur se révèle être appropriée pour être utilisée dans la chaine de puissance pour les applications de traction tout en évitant l'utilisation d'un convertisseur dc/dc (qui souffre de pertes supplémentaires en commutation et rajoute des composants passifs lourds et encombrants). Dans ce chapitre, la structure à double-onduleur pour alimenter un moteur à stator ouvert est analysée en prenant en compte deux types de sources d'alimentation continues : une isolée l'autre non isolée.



Figure 1.1. La chaine de traction.

1.1 Double-onduleur pour application de traction

Des études [1] montrent qu'un moteur à stator ouvert peut être entraîné par un double-onduleur. Compte tenu du niveau de tension d'entrée réduit, un montage à double-onduleur (double VSI) est particulièrement adapté pour les applications type VHE, cela permet en effet de doubler artificiellement la tension d'alimentation et cela sans avoir recours à un ha-

cheur survolteur. Ceci permet en particulier de réduire la taille et le poids de la chaine de conversion complète.

Économiser de l'énergie pour augmenter l'autonomie a été identifié comme le problème principal pour les applications de traction électrique.

Dans les chaines classiques, les pertes par commutation sont renforcées par la présence d'un convertisseur dc/dc, par conséquent le rendement total obtenu est affecté. La méthode de commande MSVM d'une structure à double-onduleur en allouant le temps des vecteurs nuls à celui des vecteurs actifs augmente le rendement de l'onduleur d'environ 4% [2].

Grâce à cette amélioration du rendement, la batterie du véhicule gagne en longévité. La profondeur de décharge de la batterie ayant en effet une évolution exponentielle décroissante par rapport à son espérance de vie tel qu'indiqué dans la Figure 1.2.



Figure 1.2. Espérance de vie des batteries.

Les travaux de *Stemmler et Guggenbach* [3] montrent qu'un moteur à stator ouvert peut être entraîné par un double-onduleur en rendant disponibles les six bornes des bobines du moteur.

Une structure à double-onduleur pour la traction électrique est montrée en Figure 1.3. Cette structure alimentée par une source unique (1.3.a), génère intrinsèquement, du fait de la séquence à zéro de tension (ZSV), des harmoniques de courant de rang trois et multiples. Il en est de même des tensions de Mode Commun (CMV). Comme présenté par les auteurs de [4]-[7], les niveaux de ZSV et CMV peuvent être réduits en évitant l'utilisation de vecteurs nuls. Cette méthode présente cependant des limitations en termes d'Indice de Modulation (MI) ou de Taux de Distorsion Harmonique (THD) pour les tensions élevées. Le placement optimal des vecteurs nuls est étudié en [8] ce qui force ZSV à zéro en moyenne.



Figure 1.3. Structure à double-onduleur alimentée par : (a) une seule batterie (b) deux batteries isolées

D'autres techniques ont été proposées en [9] et [10] pour réduire le ZSV (et la circulation du ZCS), toutefois, le principal inconvénient est la nécessité d'équilibrer la puissance entre les deux onduleurs et leurs batteries associées et cela nécessite souvent une batterie supplémentaire. Afin d'éviter la nécessité d'un chargeur supplémentaire, les auteurs de [11] et [12] proposent de connecter des condensateurs flottants au deuxième onduleur. Cependant, cette méthode souffre d'inconvénients majeurs tels que : des problèmes de contrôle de niveau de la tension du condensateur et d'une réduction du rendement.

1.2 Contrôle découplé de la structure à double-onduleur

Le schéma du double- onduleur alimentant un moteur à enroulements ouverts est donné en Figure 1.3. Dans ce montage, chaque onduleur met en oeuvre indépendamment l'un de l'autre, huit combinaisons de commutation, étiquetées i=1 à 8, cf. Figure 1.4. Pour chaque onduleur, les vecteurs de référence peuvent être exprimés dans le plan $\alpha\beta$ par :

$$V_{i,x}^* = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \left(s_{a,i} + a \, s_{b,i} + a^2 \, s_{c,i} \right) \text{ où } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \tag{1.1}$$

 V_{dc} représente la tension continue délivrée par la batterie, $s_{a,i}$, $s_{b,i}$, $s_{c,i}$ désignent les états de commutation de l'onduleur et x (=1 et 2) indique le numéro de l'onduleur. Par conséquent, chaque onduleur produit 8 vecteurs qui construisent l'hexagone de référence pour sa commande. Les travaux antérieurs ont toujours forcé les deux vecteurs de référence à être dans des directions opposées ($\theta_1 - \theta_2 = 180^\circ$).

Le vecteur de commande du moteur peut être représenté par la soustraction des vecteurs $V_{i,1}^*$ et $V_{i,2}^*$, dans l'espace vectoriel des tensions par [13] :

$$V_{comb}^* = V_{i,1}^* - V_{i,2}^* \tag{1.2}$$



Figure 1.4. Représentation vectorielle et vecteurs de référence.

Le CMV pour chaque onduleur s'exprime en fonction des tensions triphasées instantanées tel que :

$$v_{cmv,x} = \frac{1}{3} \left(v_{ao,x} + v_{bo,x} + v_{co,x} \right)$$
(1.3)

Le CMV et le ZSV total peut alors être exprimé pour la structure totale comme suit :

$$v_{cmv} = \frac{1}{2} \left(v_{cmv,1} + v_{cmv,2} \right)$$
(1.4)

$$v_{zsv} = v_{cmv,1} - v_{cmv,2} \tag{1.5}$$

Une solution prometteuse pour éliminer complètement le ZSV est d'appliquer V_{pair} ou V_{impair} à partir des deux onduleurs où $V_{pair} \in \{V_2, V_4, V_6\}$ et $V_{impair} \in \{V_1, V_3, V_5\}$ comme indiqué dans le Tableau 1.1. En utilisant la même approche, la valeur maximale du CMV est atteinte en utilisant les ensembles (V_7/V_7) ou (V_8/V_8) qui génère $\pm \frac{V_{dc}}{2}$; ou de (V_{impair}/V_8) , (V_8/V_{impair}) , (V_{pair}/V_7) et (V_7/V_{pair}) qui génère $\pm \frac{V_{dc}}{3}$ Comme indiqué dans le Tableau 1.2.

| Tableau 1.1 ZS | V pour dout | ole-onduleur |
|----------------|-------------|--------------|
|----------------|-------------|--------------|

| No. | combinaison de vecteurs | Niveau de ZSV |
|-----|---|--------------------------|
| 1 | (8/7`) | $-V_{dc}$ |
| 2 | (8/4`),(8/6`),(8/2`),(5/7`), (3/7`), (1/7`) | $-\frac{2V_{dc}}{3}$ |
| 3 | (8/5`), (8/3`), (5/4`), (3/4`), (8/1`), (5/2`), (3/6`), (3/2`), (4/7`), | $-\frac{V_{dc}}{V_{dc}}$ |
| | (1/4`), (1/6`), (1/2`), (6/7`), (2/7`), (5/6`) | 3 |
| 4 | (8/8`), (5/5`), (5/3`), (3/5`), (3/3`), (4/4`), (5/1`), (3/1`), (4/6`), | |
| | (4/2`), (1/5`), (1/3`), (6/4`), (2/4`), (1/1`), (6/6`), (6/2`), (2/6`), | 0 |
| | (2/2`), (7/7`) | |
| 5 | (5/8`), (3/8`), (4/5`), (4/3`), (4/1`), (1/8`), (6/5`), (6/3`), (2/5`), | V_{dc} |
| | (2/3`), (7/4`), (6/1`), (2/1`), (7/6`), (7/2`) | 3 |
| 6 | (4/8`), (6/8`), (2/8`), (7/5`), (7/3`), (7/1`) | $\frac{2V_{dc}}{3}$ |
| 7 | (7/8`) | V _{dc} |

Tableau 1.2 CMV pour double-onduleur

| No. | combinaison de vecteurs | Niveau de CMV |
|-----|---|---------------------|
| 1 | (8/8`) | $-\frac{V_{dc}}{2}$ |
| 2 | (1/8`), (3/8`), (5/8`), (8/1`), (8/3`), (8/5`) | $-\frac{V_{dc}}{3}$ |
| 3 | (1/1`), (1/3`), (1/5`), (3/1`), (3/3`), (3/5`), (5/1`), (5/3`), | $-\frac{V_{dc}}{c}$ |
| | (5/5`), (2/8`), (4/8`), (6/8`), (8/2`), (8/4`), (8/6`) | 6 |
| 4 | (8/7`), (1/2`), (1/4`), (1/6`), (3/2`), (3/4`), (3/6`), (5/2`), | |
| | (5/4`), (5/6`), (2/1`), (2/3`), (2/5`), (4/1`), (4/3`), (4/5`), | 0 |
| | (6/1`), (6/3`), (5/5`), (7/8`) | |
| 5 | (2/2`), (2/4`), (2/6`), (4/2`), (4/4`), (4/6`), (6/2`), (6/4`), | V_{dc} |
| | (6/6`), (1/7`), (3/7`), (5/7`), (7/1`), (7/3`), (7/5`) | 6 |
| 6 | (2/7`), (4/7`), (6/7`), (7/2`), (7/4`), (7/6`) | $\frac{V_{dc}}{3}$ |
| 7 | (7/7`) | $\frac{V_{dc}}{2}$ |

1.3 Commande SVM pour double-onduleur

L'application d'une commande de type SVM donne une tension de sortie plus élevée de 15% par rapport à une commande de type SPWM. Cette commande est obtenue en projetant le vecteur de référence sur les deux vecteurs actifs voisins. Les rapports cycliques sont calculés en normalisant les temps d'application de chaque vecteur actif par rapport à T_s , soit $\alpha_i = \frac{t_i}{T_s}$, où i (=1 à 6) désigne le numéro de secteur. Les équations (1.6) et (1.7) expriment ces rapports cycliques $(\alpha_i, \alpha_{i+1})_{1 \le i \le 6}$ d'application des vecteurs actifs et les rapports cycliques d'application des vecteurs nuls $\alpha_7 = \alpha_8 = \frac{1}{2}(1 - \alpha_i - \alpha_{i+1})$:

$$\alpha_i = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i \sin\left(i\frac{\pi}{3} - \theta\right) \tag{1.6}$$

$$\alpha_{i+1} = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i \sin\left(\theta - (i-1)\frac{\pi}{3}\right)$$
(1.7)

1.4 Pertes par commutation

Les pertes par commutation pour une phase peuvent être exprimées par analogie à un seul VSI commandé par la modulation SVM tel que :

$$P_{SW} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_{SR} \frac{|I_m \cos(\omega t)| V_{dc}}{I_{ref} V_{ref}} f_S d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \frac{E_{SR} I_m f_S V_{dc}}{I_{ref} V_{ref}}$$
(1.8)

Où *E_{SR}*, *V_{ref}*, and *I_{ref}* sont les paramètres de référence.

1.5 Calcul du THD de la tension et du courant

Le THD de la tension et du courant de la commande proposée sont ici développés. La décomposition en série de Fourier est utilisée pour analyser la tension de chaque phase de sortie du VSI. La représentation dans le plan complexe est détaillée comme suit :

$$\begin{cases} v_{ao}(\theta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_{n,1}^* e^{jn\theta} \\ V_{n,1}^* = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v_{ao}(\theta)) e^{-jn\theta} d\theta \end{cases}$$
(1.9)

$$\begin{cases} v_{a\prime o}(\theta) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} V_{n,2}^* e^{jn\theta} \\ V_{n,2}^* = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v_{a\prime o}(\theta)) e^{-jn\theta} d\theta \end{cases}$$
(1.10)

Où *n* est un nombre entier. Les symétries des tensions triphasés permettent de réduire le calcul intégral de $V_{n,1}^*$ et $V_{n,2}^*$ à celui d'un seul secteur :

$$V_{n,1}^* = \frac{1 - (-1)^n}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \begin{pmatrix} v_{ao}(\theta) \\ -(-a)^n v_{bo}(\theta) \\ +(a)^{2n} v_{co}(\theta) \end{pmatrix} e^{-jn\theta} d\theta$$
(1.11)

$$V_{n,2}^{*} = \frac{1 - (-1)^{n}}{2\pi} \int_{0}^{\pi/3} \begin{pmatrix} v_{a'o}(\theta) \\ -(-a)^{n} v_{b'o}(\theta) \\ +(a)^{2n} v_{c'o}(\theta) \end{pmatrix} e^{-jn\theta} d\theta$$
(1.12)

Où $a = e^{j2\pi/3}$. Les harmoniques paires sont nuls alors que les autres harmoniques sont répartis en composantes directes (6n+1), en composantes inverses (6n-1) et en composantes homopolaires (6n+3) qui s'expriment comme suit :

$$V_{6n+1,x}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/3} V_{i,x}^* e^{-j(6n+1)\theta} d\theta$$
(1.13)

$$V_{6n-1,x}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{3}} \overline{V_{i,x}^*} \, e^{-j(6n-1)\theta} \, d\theta \tag{1.14}$$

$$V_{6n+3,x}^* = \frac{3}{\pi} \int_0^{\pi/3} v_{cmv,x} \, e^{-j(6n+3)\theta} \, d\theta \tag{1.15}$$

La tension de sortie aux bornes de la charge correspond à la différence des tensions en sortie de chaque VSI respectivement. Les coefficients complexes de Fourier de cette tension s'expriment alors en fonction de l'angle de phase prédéterminé, $\Delta \theta$:

$$V_{2n+1}^* = V_{2n+1,1}^* - V_{2n+1,2}^* e^{-j(2n+1)(\Delta\theta)}$$
(1.16)

Où V_{2n+1}^* représentent les coefficients harmoniques complexes de la tension, $\Delta \theta = \left(k' - \frac{1}{2}\right) \frac{\pi}{3K}$ avec k' entre 1 et 3K. Enfin, les THD de la tension et du courant peuvent être exprimés comme suit :

$$THD_V = \sqrt{2\sum_{n=1}^{\infty} \left|\frac{V_{2n+1}^*}{V_1^*}\right|^2}$$
(1.17)

$$THD_{I} = \sqrt{2\sum_{n=1}^{\infty} \left|\frac{I_{2n+1}^{*}}{I_{1}^{*}}\right|^{2}} = \sqrt{2\sum_{n=1}^{\infty} \left|\frac{V_{2n+1}^{*}\cos(\phi_{2n+1})}{V_{1}^{*}\cos(\phi)}\right|^{2}}$$
(1.18)

Où I_{2n+1}^* représentent les coefficients harmoniques complexes du courant de sortie avec ϕ l'argument de la charge et ϕ_{2n+1} les arguments harmoniques de la charge.

Chapitre 2 Méthodes de commande proposées pour la structure à double-onduleur

Dans ce chapitre, trois méthodes principales de commande sont proposées pour la structure à double-onduleur en fonction du type de source utilisée (isolée ou non isolée). L'étude est menée en considérant principalement les THD de la tension et du courant, les harmoniques basses fréquences, les pertes par commutation et les niveaux du CMV et du ZSV.

2.1 Commande MSVM pour double-onduleur alimenté par une source isolée

Les principes du procédé de modulation angulaire pour le double-onduleur MSVM alimenté par une source isolée sont décrits du point de vue des pertes par commutation et du THD de la tension et du courant. Pour une commande de type MSVM, on montre que le nombre de commutations est réduit de 66% par rapport à une commande classique.

2.1.1 Structure de la commande MSVM

La commande MSVM répartit le rapport cyclique d'utilisation du vecteur nul sur les deux vecteurs actifs voisins. Pas conséquent, les rapports cycliques des vecteurs actifs deviennent :

$$\alpha_{i(new)} = \frac{1}{2} - \frac{3}{\pi} M_i \sin\left(\theta - (i - \frac{1}{2})\frac{\pi}{3}\right)$$
(2.1)

$$\alpha_{i+1(new)} = \frac{1}{2} + \frac{3}{\pi} M_i \sin\left(\theta - (i - \frac{1}{2})\frac{\pi}{3}\right)$$
(2.2)

Les onduleurs sont fonctionnent ainsi dans la zone de surmodulation, où $\left(\frac{\sqrt{3}}{2} \approx \frac{\pi}{2\sqrt{3}}\right) \leq M_i^{new} \leq \left(\frac{\pi}{6} + \frac{\sqrt{3}}{4} \approx \frac{3}{\pi}\right)$. En conséquence, le nombre de commutations sur une période T_s est limité à 4 pour le double-onduleur commandé par MSVM à comparer aux 12 nécessaires pour une commande de type SVM.

2.1.2 Analyse de la tension de sortie

Un indice de modulation angulaire (AMI) basé sur une modification de l'angle entre les deux vecteurs de référence est proposé afin de minimiser le nombre de commutations tout en ayant une gamme de tension appliquée à la charge la plus large possible.

Les expressions de (2.3) et (2.4) spécifient les vecteurs de référence montrés dans les Figure 1.4 où θ_x , et $\|\vec{V}_{refx}\|$ sont les angles initiaux et l'amplitude des vecteurs de référence ; x (=1 et 2).

$$\vec{V}_{ref1} = \|\vec{V}_{ref1}\| \left(e^{j(\omega t + \theta_1)} \right)$$
(2.3)

$$\vec{V}_{ref2} = \|\vec{V}_{ref2}\| \left(e^{j(\omega t + \theta_2)} \right)$$
(2.4)

Donc la tension de sortie est :

$$\vec{V}_{ref} = \vec{V}_{ref1} - \vec{V}_{ref2} = 2 \left\| \vec{V}_{ref1} \right\| \sin\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{2}\right) \left(e^{j(\omega t + \theta_t)}\right)$$
(2.5)

Où $\|\vec{V}_{ref1}\| = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_{dc} M_i^{new}$. L'indice de modulation angulaire, *AMI* (2.6), varie non linéairement en fonction du déphasage $\Delta \theta$, et l'angle de phase initial θ_t (2.7), il s'exprime par :

$$AMI = \frac{\|\vec{v}_{ref}\|}{\frac{\sqrt{6}}{\pi} V_{dc}} = 2 M_i^{new} \sin\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{2}\right)$$
(2.6)

$$\theta_t = \frac{\pi}{2} + \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \tag{2.7}$$



Figure 2.1. AMI en fonction de l'angle de déplacement.

La Figure 2.1 montre l'évolution de l'indice AMI en fonction de $\Delta\theta (= \theta_1 - \theta_2)$. La méthode proposée permet d'atteindre une valeur de AMI maximale de $2\left(\frac{3}{\pi}\right)$ soit une tension enveloppe de sortie en fonction de l'angle $\Delta\theta$ ($V_{peak} = 2\left(\frac{6}{\pi^2}\right)V_{dc}\sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right)$) et peut atteindre le niveau maximal de $2\left(\frac{6}{\pi^2}\right)V_{dc}$.

2.1.3 Les pertes par commutation

Avec la commande MSVM, le courant dans la phase 'a' est modulé dans le secteur 2 (où $V_2(++-)$ et $V_3(-+-)$ sont mis en œuvre) et le secteur 5 (où $V_5(--+)$ et $V_6(+-+)$ sont mis en œuvre). En appliquant la même approche, le courant dans les phases 'b' et 'c' est modulé respectivement dans les secteurs 1, 4 et 3, 6. Pour exprimer les pertes par commutation, on applique une approche mathématique pour le courant sur la phase 'a' d'un onduleur modulé par MSVM, en respectant l'argument de la charge équilibrée Ø d'où :

$$P_{SW} = \frac{1}{2\pi} \begin{bmatrix} \int_{-\frac{2\pi}{3}}^{-\frac{\pi}{3}} E_{SR} \frac{|I_m \cos(\omega t - \emptyset)| \cdot V_{dc}}{I_{ref} \cdot V_{ref}} f_s d(\omega t) + \\ \int_{-\frac{2\pi}{3}}^{2\pi/3} E_{SR} \frac{|I_m \cos(\omega t - \emptyset)| \cdot V_{dc}}{I_{ref} \cdot V_{ref}} f_s d(\omega t) \end{bmatrix}$$
(2.8)

Après les simplifications, les pertes par commutation peuvent être exprimées en fonction du facteur de puissance :

$$P_{SW} = \frac{k}{\pi} \frac{E_{SR}.I_m.f_s.V_{dc}}{I_{ref}.V_{ref}}$$
(2.9)

$$k = \begin{cases} 2 - \sqrt{3} |\cos(\emptyset)|, \ |\cos(\emptyset)| \ge \frac{\sqrt{3}}{2} \\ |\sin(\emptyset)|, \ l'autres \end{cases}$$
(2.10)

En configuration double VSI, chaque VSI induit des pertes par commutation liées à l'angle entre le courant de sortie et le vecteur de référence, Ø1 et Ø2 (où Ø1 et Ø2 sont : Ø1 = $\frac{\pi}{2} + Ø - \frac{\theta_1 - \theta_2}{2}$ et Ø2 = $\frac{\pi}{2} + Ø + \frac{\theta_1 - \theta_2}{2}$).

Finalement, les pertes totales par commutation, dans la structure à double-onduleur, sont égales à la somme des pertes produites séparément par chaque onduleur :

$$P_{SW_dual} = \frac{2}{\pi} \left(\frac{k_1 + k_2}{4}\right) \frac{E_{SR}.I_m.f_s.V_{dc}}{I_{ref}.V_{ref}}$$
(2.11)

$$k_{\chi} = \begin{cases} 2 - \sqrt{3} |\cos(\emptyset_{\chi})|, \ |\cos(\emptyset_{\chi})| \ge \frac{\sqrt{3}}{2} \\ |\sin(\emptyset_{\chi})|, \ l'autres \end{cases}$$
(2.12)

La Figure 2.2 montre la courbe de l'équivalent $K(=\frac{k_1+k_2}{4})$ pour le double-onduleur obtenue par la méthode proposée en fonction de $\sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right)$ et du facteur de puissance $\cos(\emptyset)$. Les pertes par commutation sont fortement réduites : de l'ordre de 50% à 86,6% par rapport à celles d'un double-onduleur commandé par SVM.



Figure 2.2. K en fonction de sin $\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right)$ et du facteur de puissance.

2.1.4 THD de la tension et du courant

Les expressions de $\overline{V_{t,x}^*}$, $V_{t,x}^*$, et $v_{cmv,x}$ pour le premier VSI commandé par la MSVM, en considérant le premier vecteur de référence sont utilisées dans les formules (1.13), (1.14) et (1.15) tels que :

$$V_{6n+1,x}^* = \frac{a V_{dc}}{-j\pi(6n+1)} \left(a + \sum_{k=1}^{k=K} \begin{pmatrix} e^{-j(6n+1)\theta_{2,x}^B} \\ -e^{-j(6n+1)\theta_{1,x}^B} \end{pmatrix} \right)$$
(2.13)

$$V_{6n-1,x}^* = \frac{a^{-1} V_{dc}}{-j\pi(6n-1)} \left(a^{-1} + \sum_{k=1}^{k=K} \begin{pmatrix} e^{-j(6n-1)\theta_{2,x}^B} \\ -e^{-j(6n-1)\theta_{1,x}^B} \end{pmatrix} \right)$$
(2.14)

$$V_{6n+3,x}^* = \frac{V_{dc}}{-j\pi(6n+3)} \left(1 + \sum_{k=1}^{k=K} \begin{pmatrix} e^{-j(6n+3)\theta_{2,x}^B} \\ -e^{-j(6n+3)\theta_{1,x}^B} \end{pmatrix} \right)$$
(2.15)

Où $\theta^B_{1,x}$ et $\theta^B_{2,x}$ sont définis par :

$$\theta_{2,x}^{B} = \frac{\pi}{3K} \left(k - \frac{1}{2} + \frac{\alpha_{2(new),x}}{2} \right)$$
(2.16)

$$\theta_{1,x}^{B} = \frac{\pi}{3K} \left(k - \frac{1}{2} - \frac{\alpha_{2(new),x}}{2} \right)$$
(2.17)

Avec k entre 1 et K alors que $\alpha_{2(new),1}$ et $\alpha_{2(new),2}$ sont donnés par :

$$\alpha_{2(new),1} = \alpha_{2(new),2} = \frac{1}{2} + \frac{3}{\pi} M_i sin\left(\left(k - \frac{1}{2}\right)\frac{\pi}{3K} - \frac{\pi}{6}\right)$$
(2.18)

La Figure 2.3 représente THD_V pour les commandes de type SVM et MSVM en fonction de la tension de sortie (V_{peak}) dont les valeurs varient entre $\left(\frac{6}{\pi^2}\right)V_{dc}$ et $2\left(\frac{6}{\pi^2}\right)V_{dc}$. La Figure 2.4 représente THD_I en fonction de la tension de sortie pour un $cos(\phi) = \frac{\sqrt{3}}{2} = 0.866$.



Figure 2.3. *THD*_V en fonction de V_{peak} (normalisé par V_{dc}).



Figure 2.4. *THD*₁ en fonction de V_{peak} (normalisé par V_{dc}) pour cos(\emptyset)=0.866.

2.2 Commande NSPWM pour double-onduleur alimenté par une source isolée

La commande NSPWM à été adaptée pour être appliquée à la structure doubleonduleur alimentée par une source isolée, ceci afin d'éliminer les harmoniques basses fréquences. Deux propositions sont faites et sont étudiées en détail : (a) fixer le PAD à 120° et ajuster l'indice de modulation MI (b) fixer MI à 0.801 et ajuster le PAD.

La tension de sortie est contrôlée en ajustant l'indice de modulation MI et l'angle de déphasage PAD.

2.2.1 Stratégie de la commande NSPWM

La commande NSPWM comme proposée en [14] utilise 3 vecteurs actifs afin de générer la tension de sortie. Le nombre de commutations est alors de 4 à comparer à celui d'une commande SVM qui est de 6 pour un seul onduleur. Aussi, l'amplitude des harmoniques de rang trois et multiples est relativement plus faible, en particulier pour MI=0.801, l'amplitude de l'harmonique trois (par conséquent le THD du courant) est négligeable. Donc, en fixant MI à cette valeur prédéterminée tout en ajustant le PAD, on peut obtenir la tension de sortie souhaitée ainsi que le courant avec un THD négligeable. Une autre stratégie de commande consiste à ajuster MI tout en fixant le PAD à 120°, là encore, les harmoniques de rang trois et multiples produits par chaque onduleur sont nuls.

Trois vecteurs actifs divisent le plan $\alpha\beta$ - en six secteurs décalés de 30° par rapport aux secteurs de la SVM. Pour les vecteurs (V_{i-1} , V_i , V_{i+1}), les rapports cycliques d'application des vecteurs actifs sont calculés comme suit (où i = 1 - 6) :

$$\alpha_{i-1} = 1 - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i \sin(\theta')$$
, où $\theta' = \theta - \frac{(i-2)\pi}{3}$ (2.19)

$$\alpha_i = -1 + \frac{6}{\pi} M_i \sin\left(\theta' + \frac{\pi}{6}\right) \tag{2.20}$$

$$\alpha_{i+1} = 1 - \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M_i \sin\left(\theta' + \frac{\pi}{3}\right)$$
(2.21)

| No. de secteur | vecteur | L'angle de départ | L'angle de fin |
|-----------------------|-------------------|-------------------|----------------|
| <i>B</i> ₁ | $V_6 - V_1 - V_2$ | 330° | 30° |
| B ₂ | $V_1 - V_2 - V_3$ | 30° | 90° |

Tableau 2.1 Définition des secteurs pour la commande NSPWM

| B ₃ | $V_2 - V_3 - V_4$ | 90° | 150° |
|-----------------------|-------------------|------|------|
| B ₄ | $V_3 - V_4 - V_5$ | 150° | 210° |
| <i>B</i> ₅ | $V_4 - V_5 - V_6$ | 210° | 270° |
| B ₆ | $V_5 - V_6 - V_1$ | 270° | 330° |

Où θ $(\frac{\pi}{6} \le \theta' \le \frac{\pi}{2})$ est l'angle du vecteur de référence par rapport à α . La tension de sortie est confinée entre $(\frac{2}{3\sqrt{3}})V_{dc}$ et $(\frac{1}{\sqrt{3}})V_{dc}$ où MI est entre $\frac{\pi}{3\sqrt{3}} \cong 0.61$ et $\frac{\pi}{2\sqrt{3}} \cong 0.907$.



Figure 2.5. Contenu harmonique de la tension de sortie.

2.2.2 Analyse de la tension de sortie

Pour la méthode de commande proposée, le réglage du PAD est choisi de telle sorte à ce que les harmoniques basses fréquences soient négligeables. La tension de sortie de chaque onduleur peut être développée sous la forme d'une série de Fourier répartie en composante fondamentales et composantes harmoniques

$$v_{ao} = V_1 \cos(\omega t + \theta_1) + \sum_{n=2}^{n=\infty} V_n \cos(n\omega t + \theta_n)$$
(2.22)

Où, *n* est l'ordre de l'harmonique, $\theta_1 et \theta_n = n \theta_1$ sont respectivement les phases du fondamental et des harmoniques en Figure 1.4. En double-onduleur, la tension de sortie est :

$$v_{aa\prime} = V_1^t \cos(\omega t + \theta_1^t) + \sum_{n=2}^{n=\infty} V_n^t \cos(n\omega t + \theta_n^t)$$
(2.23)

où,
$$\begin{cases} V_1^t = 2 V_1 \sin\left(\frac{\theta_{1,1} - \theta_{1,2}}{2}\right) \\ \theta_1^t = \frac{\pi}{2} + \frac{\theta_{1,1} + \theta_{1,2}}{2} \\ V_n^t = 2 V_{n,1} \sin\left(n\frac{\theta_{1,1} - \theta_{1,2}}{2}\right) \end{cases}$$
(2.24)

Où $\theta_{1,1}$ et $\theta_{1,2}$ sont les déphasages du premier et du second onduleur respectivement. Le maximum de la tension de sortie v_1^t (= $\sqrt{2}V_1^t$) peut être exprimé en fonction de MI (où 0.61 < M_i < 0.907) et du PAD (où 0 < $\theta_{1,1} - \theta_{1,2} < \pi$) tel que :

$$v_1^t = \frac{4}{\pi} V_{dc} M_i \sin\left(\frac{\theta_{1,1} - \theta_{1,2}}{2}\right)$$
(2.25)

La Figure 2.6 montre la tension de sortie en fonction de PAD et de MI. Pour la méthode proposée, le maximum de la tension de sortie est limité à $\frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc}$ ($\cong 1.15 V_{dc}$), auquel cas $M_i = \frac{\pi}{2\sqrt{3}}$ et PAD= π .



Figure 2.6. Tension de sortie en fonction de PAD et de MI.

2.2.3 Pertes par commutation

Avec la commande NSPWM, le courant dans la phase 'a' n'est pas sollicité dans le secteur B_1 [où les vecteurs $V_6(+-+)$, $V_1(+--)$, et $V_2(++-)$ sont utilisés] et B_4 [où les vecteurs $V_3(-+-)$, $V_4(-++)$, et $V_5(--+)$ sont utilisés]. En appliquant la même approche, les courants dans la phase 'b' et 'c' ne sont pas sollicités dans les secteurs B_3 , B_6 et B_2 , B_5 , respectivement. Les pertes par commutation $P_{SW,n}$ pour chaque onduleur contrôlé par la commande NSPWM sont calculées en fonction du facteur de puissance tel que :

$$P_{SW} = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\pi/6}^{5\pi/6} E_{SR} \frac{|I_m \cos(\omega t - \emptyset)| . V_{dc}}{I_{ref} . V_{ref}} f_S d(\omega t) + \int_{7\pi/6}^{11\pi/6} E_{SR} \frac{|I_m \cos(\omega t - \emptyset)| . V_{dc}}{I_{ref} . V_{ref}} f_S d(\omega t) \right] (2.26)$$

Enfin, les pertes totales peuvent être exprimées en fonction de ϕ :

$$P_{SW_dual} = \frac{2}{\pi} \left(\frac{k_1 + k_2}{4} \right) \frac{E_{SR} \cdot I_m \cdot f_s \cdot V_{dc}}{I_{ref} \cdot V_{ref}}$$

Où $k_x = \begin{cases} 2 - |\cos(\emptyset)|, & |\cos(\emptyset)| \ge 0.5\\ \sqrt{3}|\sin(\emptyset)|, & sinon \end{cases}$ (2.27)

En configuration double VSI, chaque VSI induit des pertes par commutation liées à l'angle entre le courant de sortie et le vecteur de référence, Ø1 et Ø2 (où Ø1 et Ø2 sont : Ø1 = $\frac{\pi}{2} + Ø - \frac{\theta_1 - \theta_2}{2}$ et Ø2 = $\frac{\pi}{2} + Ø + \frac{\theta_1 - \theta_2}{2}$).

La Figure 2.7 montre l'évolution de l'équivalent $K(=\frac{k_1+k_2}{4})$ pour le double-onduleur commandé par la méthode proposée en fonction de $sin(\frac{\Delta\theta}{2})$ et du facteur de puissance $cos(\emptyset)$. Les pertes par commutation sont réduites de 14% à 50% par rapport à celles d'un double-onduleur commandé par la stratégie SVM.



Figure 2.7. K en fonction de sin $\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right)$ et du facteur de puissance.

2.2.4 Les harmoniques basses fréquences

Les coefficients complexes de Fourier des tensions délivrées par le premier onduleur sont rappelés puis extrapolés pour la structure à double-onduleur. Les valeurs moyennes des vecteurs appliqués (du premier onduleur) sont remplacés par des modèles instantanés pour évaluer les harmoniques basses fréquences tel que :

$$V_{6k+1,1}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \langle V_i^* \rangle e^{-j(6k+1)\theta} d\theta$$
(2.28)

$$V_{6k-1,1}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \langle \overline{V_i^*} \rangle e^{-j(6k-1)\theta} d\theta$$
(2.29)

$$V_{6k+3,1}^* = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \langle v_{cmv} \rangle e^{-j(6k+3)\theta} d\theta$$
(2.30)

Pour le secteur B_1 , les valeurs moyennes de $\langle V_i^* \rangle$, $\langle \overline{V_i^*} \rangle$, et $\langle v_{cmv} \rangle$ sont données pour le premier onduleur par :

$$< V_i^* > = \frac{\sqrt{6}}{\pi} M_i V_{dc} e^{j\theta_{1,1}}$$
 (2.31)

$$\langle \overline{V_i^*} \rangle = \frac{\sqrt{6}}{\pi} M_i V_{dc} e^{-j\theta_{1,1}}$$
(2.32)

$$< v_{cmv} > = \frac{V_{dc}}{6} \left(\alpha_{1,1} + 2\alpha_{2,1} + \alpha_{3,1} - \frac{3}{2} \right) = V_{dc} \left(\frac{M_i}{\pi} \sin\left(\theta_{1,1} + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{4} \right) \quad (2.33)$$

Enfin les composantes directes et inverses pour le premier onduleur $(V_{6k+1,1}^* \text{ et } V_{6k-1,1}^*)$ pour $k \ge 1$ sont nuls. Finalement, des coefficients de séquence nulle (qui représentent des harmoniques de rangs multiples de trois) sont donnés pour le premier onduleur par :

$$V_{6k+3,1}^* = \frac{3(6k+3)V_{dc}}{\pi((6k+3)^2 - 1)} \left(1 - \frac{1}{(6k+3)^2} - \frac{2\sqrt{3}}{\pi}M_i\right), \text{ pour } k \ge 0$$
(2.34)

Afin d'avoir $V_{6k+3,1}^* = 0$, MI doit être égal à $\frac{\pi}{2\sqrt{3}} \left(1 - \frac{1}{(6k+3)^2}\right)$. Par exemple, pour k = 0, 1, 2 (correspondants à n = 3, 9, 15) les MI désirés sont respectivement 0.8061, 0.8957, et 0.9029.



Figure 2.8. THD du courant en fonction de MI et de sin $\left(\frac{PAD}{2}\right)$.

Le THD du courant pour le double-onduleur commandé par les stratégies NSPWM et SVM sont fournis respectivement sur les Figure 2.8 et Figure 2.9, en fonction de MI et $\sin\left(\frac{\theta_{1,1}-\theta_{1,2}}{2}\right)$ pour $cos(\phi) = 0.866$.



Figure 2.9. THD de la tension en fonction de MI et de sin $\left(\frac{PAD}{2}\right)$.

2.3 Commande NSPWM pour double-onduleur alimenté par deux sources isolées

Dans cette partie, la commande NSPWM appliquée à une structure double-onduleur alimentée par deux sources isolées est présentée afin principalement de minimiser le THD de la tension. Pour la méthode proposée, le délai des signaux du deuxième onduleur est ajusté dans la limite d'une période d'échantillonnage (par rapport au premier onduleur). Les harmoniques de tension sont formulés pour cette structure; le réglage optimal est identifié par une courbe 3D du THD de la tension en fonction de l'indice de modulation (MI) et du PAD. La tension de sortie est obtenue en ajustant non seulement MI, mais également PAD entre les références des deux onduleurs.

Finalement, sur la base d'une analyse de Fourier de la tension, deux approches pour minimiser le THD de la tension sont envisageables : (a) fixer le PAD à 180° et retarder les signaux du deuxième onduleur de $\frac{T_s}{2}$ tout en ajustant le MI de chaque onduleur (commande appelée NSPMW-1) et (b) fixer MI de chaque onduleur à $\frac{\pi}{2\sqrt{3}}$ tout en ajustant le PAD dans lequel le retard est fixé à 0 et $\frac{T_s}{2}$ pour PAD< $\frac{\pi}{2}$ et PAD> $\frac{\pi}{2}$ respectivement (commande appelée NSPWM-2).

2.3.1 Analyse de la tension de sortie

En raison de la limitation du MI dans la commande NSPWM (où 0.61<MI<0.907), le PAD est ajusté ($\Delta \theta = \theta_1 - \theta_2$) afin d'avoir la plus large gamme de tension possible. Un nouvel indice de modulation, M_i^{new} , et angle de la tension, θ_t , peuvent être exprimés en fonction de MI, $\theta_1 et \theta_2$ comme suit :

$$M_i^{new} = 2M_i \, \sin\left(\frac{\theta_1 - \theta_2}{2}\right) \tag{2.35}$$

$$\theta_t = \frac{\pi}{2} + \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} \tag{2.36}$$

L'amplitude de la tension de sortie est fonction de PAD et de MI $(V_{peak} = 2\left(\frac{2}{\pi}\right)M_iV_{dc}\sin\left(\frac{\theta_1-\theta_2}{2}\right))$. La tension maximale par la méthode proposée est limitée à $\frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc}$ (\cong 1.15 V_{dc}), pour laquelle $M_i = \frac{\pi}{2\sqrt{3}}$ et PAD= π .

2.3.2 Pertes par commutation

Les pertes par commutation liées à la commande NSPWM pour le double-onduleur alimenté par une seule source a été étudiée dans la partie précédente. Cette analyse est également valable ici pour le double-onduleur alimenté par deux sources isolées, car la méthode PWM ne change pas. Par conséquent et par souci de simplicité, nous évitons de répéter la même analyse.

2.3.3 Réduction du THD de la tension

Dans la méthode proposée, les signaux de commande du deuxième onduleur sont ajustés (avec le décalage Δt) par rapport au premier onduleur dans la même période d'échantillonnage afin de minimiser le THD de la tension. La Figure 2.10 montre la démarche proposée pour deux vecteurs particuliers. Les approches théoriques pour trouver le temps de délai optimal (Δt) basé sur le PAD et le MI sont présentées.



Figure 2.10. Signaux de commande des deux onduleurs.

La série de Fourier (qui est représentée dans le plan complexe) est appliquée pour l'analyse fréquentielle de la tension de sortie d'un onduleur (i.e. v_{ao} pour le premier onduleur). Le système triphasé symétrique réduit le calcul intégral pour $V_{n,1}^*$ à un seul secteur tel que :

$$V_{n,1}^{*} = \frac{1 - (-1)^{n}}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \begin{pmatrix} v_{ao}(\theta) \\ -(-a)^{n} v_{bo}(\theta) \\ +(a)^{2n} v_{co}(\theta) \end{pmatrix} e^{-jn\theta} d\theta$$
(2.37)

Où $a = e^{j2\pi/3}$. Les rangs d'harmoniques impairs sont séparés en composantes directes (6n+1), en composantes inverses (6n-1), et en composantes homopolaires (6n+3). Les coefficients de Fourier sont donnés en utilisant la transformée de Clarke pour le premier VSI tel que :

$$V_{6n+1,1}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} V_{i,1}^* e^{-j(6n+1)\theta} d\theta$$
(2.38)

$$V_{6n-1,1}^* = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \overline{V_{i,1}^*} \, e^{-j(6n-1)\theta} \, d\theta \tag{2.39}$$

$$V_{6n+3,1}^* = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} v_{cm\nu,1} \, e^{-j(6n+3)\theta} d\theta \tag{2.40}$$

Tout en considérant K échantillons pour chaque secteur [dans lequel la fréquence de commutation f_s est calculée sur la base de la fréquence fondamentale f_f par $6 \times K \times f_f$], les équations précédentes sont divisées en K intégrales pour les rangs harmoniques pertinents :

$$V_{6n+1,1}^* = \frac{2\sqrt{2}V_{dc}}{(6n+1)\pi} \left(\sum_{k=1}^{k=K} e^{-j(6n+1)\theta_k} \left(a. \sin((6n+1)\theta_B) - \sin((6n+1)\theta_A) \right) + \frac{j}{2} a^2 \right)$$
(2.41)

$$V_{6n-1,1}^* = \frac{2\sqrt{2}V_{dc}}{(6n-1)\pi} \left(\sum_{k=1}^{k=K} e^{-j(6n-1)\theta_k} \left(a^2 . \sin((6n-1)\theta_B) - \sin((6n-1)\theta_A) \right) + \frac{j}{2}a \right)$$
(2.42)

$$V_{6n+3,1}^* = \frac{2\sqrt{2}V_{dc}}{(6n+3)\pi} \left(\sum_{k=1}^{k=K} e^{-j(6n+3)\theta_k} \left(sin((6n+3)\theta_B) - sin((6n+3)\theta_A) \right) + \frac{j}{2} \right)$$
(2.43)

Où θ_k , θ_A et θ_B sont donnés par :

$$\theta_k = \frac{\pi}{3K} \left(k - \frac{1}{2} \right), \theta_A = \frac{\pi}{6K} (\alpha_{i-1}) \text{ and } \theta_B = \frac{\pi}{6K} (1 - \alpha_{i+1})$$
(2.44)

Où k est un nombre entier entre 1 et K

Il est à noter qu'en raison de l'utilisation d'un double-onduleur avec deux sources isolées, la structure empêche la production d'harmoniques de séquence nulle soit $V_{6n+3,1}^* = 0$.

Les équations (2.41) et (2.42), représentent les harmoniques de tension pour un seul onduleur $V_{6n\pm 1,1}^*$, pour calculer les harmoniques de tension ($V_{6n\pm 1}^*$) pour la structure à double-onduleur, il suffit d'utiliser l'équation (1.16).



Figure 2.11. THDv de la tension en fonction de PAD et de MI.

Par conséquent, la tension de sortie pour le double-onduleur $V_{6n\pm 1}^*$ peut être exprimée en fonction de la tension harmonique du premier onduleur, $V_{6n\pm 1,1}^*$, de PAD ($\Delta\theta$), de l'angle du délai $\theta_{\Delta t}$, et de l'ordre de l'harmonique n:

$$V_{6n\pm1}^* = V_{6n\pm1,1}^* \left(1 - e^{-j(6n\pm1)(\Delta\theta + \theta_{\Delta t})} \right)$$
(2.45)

La Figure 2.11 montre le THD_V pour un double-onduleur commandé par la stratégie NSPWM et alimenté par deux sources isolées. Le THD de la tension montre la grande variation en fonction du délai, Δt .

La Figure 2.12 montre deux enveloppes de THD associées au retard, Δt égal à 0 et à $\frac{T_s}{2}$.

La Figure 2.13 indique l'effet du retard Δt sur le THD de la tension, on constate clairement que pour $\Delta t = \frac{T_s}{2}$, le THD de la tension est minimisé.



Figure 2.12. Deux enveloppes de THD_V .



Figure 2.13. THDv de la tension pour une période d'échantillonnage.

Chapter 3 Résultats expérimentaux et par simulation

Un prototype constitué d'un onduleur triphasé à deux niveaux fourni par ARCEL Co., de deux sources (pouvant être utilisées de façon isolée ou non isolée), un moteur à stator ouvert de 3 kW (Siemens modèle 1AV2105B), et un système de freinage sont assemblés comme indiqué sur la Figure 3.1.

Les algorithmes proposés pour la structure à double-onduleur sont mis en œuvre dans un système numérique en programmant un Digital Signal Processor (DSP), modèle RSF562TAADFH, de Renesas. Le code DSP est écrit sous e² studio (fourni par Renesas).



Figure 3.1. Prototype.

Chaque méthode cherche à apporter des améliorations différentes pour la structure à doubleonduleur où les caractéristiques CMV et ZSV dépendent du type d'alimentation (isolée ou non isolée). Par conséquent, dans ce chapitre, chaque méthode proposée est comparée à la méthode SVM prise comme méthode de référence. Le moteur est idéalement conçu et commandé pour fonctionner à un facteur de puissance de charge LPF, élevé (où 0.8<LPF<0.9). La fréquence d'échantillonnage est fixée à 8.1 *kHz*. La tension d'entrée est de 270 V et la fréquence fondamentale est de 50 *Hz*.

3.1 Résultats pour la commande MSVM pour double-onduleur alimenté par une soule source

Dans cette partie, nous étudions la simulation et les résultats expérimentaux de la première méthode proposée. Pour cette méthode, le double-onduleur est alimenté par des sources non isolées et commandé par la stratégie MSVM de telle sorte que les pertes par commutation et le CMV soient minimisés. Les signaux de commande pour un onduleur en utilisant les techniques SVM et MSVM sont illustrés sur la Figure 3.2 où pour la commande MSVM, ce sont les vecteurs V₃-V₂-V₃ qui sont activés et où pour la commande SVM, se sont les vecteurs V₈-V₁-V₆-V₇- V₆-V₁-V₈ qui sont activés. Pour la commande MSVM, la fréquence de commutation effective est diminuée de 66%, ce qui réduit les pertes par commutation.



Figure 3.2. Résultats expérimentaux des signaux de commande : (a) MSVM (b) SVM

La Figure 3.3 et la Figure 3.4 montrent respectivement les THD de la tension et du courant pour le double-onduleur commandé par cette méthode. Ces profils sont tracés pour $AMI > \left(\frac{3}{\pi}\right)$ ce qui donne $V_{peak} > \left(\frac{6}{\pi^2}\right) V_{dc}$. Notons que pour $AMI < \left(\frac{3}{\pi}\right)$, la tension souhaitée peut être obtenue en faisant fonctionner chaque onduleur tantôt par la commande MSVM tantôt par la commande SVM.



Figure 3.3. *THDv* en fonction de V_{peak} (normalisée par V_{dc}).

La méthode proposée assure des valeurs plus faibles pour le THD de la tension comme indiqué dans Figure 3.3. De plus, le THD du courant, en Figure 3.4, a des performances supérieures pour des valeurs relativement élevées de V_{peak} .



Figure 3.4. *THD*¹ en fonction de V_{peak} (normalisée par V_{dc}) @ $\cos(\emptyset)=0.866$.



Figure 3.5. Rendement des méthodes MSVM et SVM en fonction du courant continu appelé à la source à $f_s = 8.1 \ kHz$.

La Figure 3.5 compare le rendement du double-onduleur commandé par la méthode proposée et par la commande SVM classique en fonction de la valeur du courant continu appelé à la source. On constate ainsi que le rendement est amélioré d'environ 4% et c'est d'autant plus affirmé que ce courant est élevé.

Les ZSV et CMV obtenus à partir de la méthode proposée sont comparés à ceux de la méthode SVM. En Figure 3.6, le CMV obtenu par la méthode proposée non seulement contient moins de niveaux de tension, 3 au lieu de 5 avec la commande SVM, mais réduit également la valeur maximale du CMV ($\pm \frac{V_{dc}}{6}$), au lieu de $\pm \frac{V_{dc}}{2} = \pm 135$ V, qui apparaît pour la commande SVM.





Figure 3.6. Résultats de simulation du ZSV/CMV pour le double-onduleur contrôlé par : (a) MSVM @ AMI =1.6 (b) SVM @ M_i =0.8.

Les Figure 3.7 (a) et (b) montrent les ZSV, dans lesquels la tension au point '1' est égale à $\frac{V_{dc}}{3}$. Sur la Figure 3.7 (a), le CMV pour le double-onduleur contrôlé par l'algorithme proposé contient respectivement les niveaux $-\frac{V_{dc}}{6}$ et $\frac{V_{dc}}{6}$ au point '2' et '3'. Finalement, en Figure 3.7 (b), le CMV pour le double-onduleur commandé par la méthode SVM, montre respectivement des niveaux $-\frac{V_{dc}}{6}$, $\frac{V_{dc}}{6}$, $-\frac{V_{dc}}{2}$ et $\frac{V_{dc}}{2}$ aux points '2', '3', '4', et '5'.



Figure 3.7. Résultats expérimentaux des ZSV/CMV pour le double-onduleur commandé par : (a) MSVM @ AMI =1.6 (b) SVM @ M_i =0.8.

3.2 Résultats pour la commande NSPWM pour un double-onduleur alimenté par une soule source

Dans cette méthode, le double-onduleur est alimenté par une seule source de courant continu et commandé par la méthode NSPWM de telle sorte que les pertes par commutation et le THD du courant soient réduits. Les signaux de commande pour un onduleur piloté par les méthodes NSPWM proposées sont illustrés dans la Figure 3.8. Le nombre de commutations pour les méthodes proposées est de 4 alors qu'elles sont de 6 pour la méthode SVM et pour chaque onduleur. Par conséquent, dans les méthodes proposées, la fréquence de commutation effective est réduite de 33% par rapport à la méthode SVM.



Figure 3.8. Résultats expérimentaux : signaux de commande.

En fixant le MI à 0.808 tout en ajustant le PAD, la tension atteignable en sortie $v_1^t \left(=\frac{4}{\pi}V_{dc}0.808\sin\left(\frac{\theta_{1,1}-\theta_{1,2}}{2}\right)\right)$ peut être contrôlée entre 0 et 1.03 V_{dc} . En outre, en fixant le PAD à $\frac{2\pi}{3}$ tout en ajustant MI $\left(\frac{\pi}{3\sqrt{3}} < M_x < \frac{\pi}{2\sqrt{3}}\right)$, la tension de sortie $v_1^t \left(=\frac{4}{\pi}V_{dc}M_x\frac{\sqrt{3}}{2}\right)$ peut être contrôlée entre $\frac{2}{3}V_{dc}$ et V_{dc} .



Figure 3.9. Résultats de la simulation de la tension et du courant pour LPF=0.866 et v_1^t =0.7 V_{dc} .

Les profils de la tension et du courant pour une commande SVM obtenus en simulation et expérimentalement sont présentés en Figure 3.9 et Figure 3.10. On observe la présence d'harmoniques de rang trois.



Figure 3.10. Résultants expérimentaux de la tension et du courant pour LPF=0.866 et v_1^t =0.7 V_{dc} .

Les profils de la tension et du courant en sortie du double-onduleur commandé par les méthodes proposées sont illustrés en simulation en Figure 3.11 et expérimentalement en Figure 3.12. Le THD du courant peut être considéré comme négligeable, comme le montre les calculs faits sous MATLAB/Simulink qui donnent respectivement 1.37% et 2.08% pour les cas (a) et (b) de la Figure 3.11.



Figure 3.11. Résultats de la simulation de la tension et du courant pour LPF=0.866 et v_1^t =0.7 V_{dc} .



Figure 3.12. Résultats de la simulation de la tension et du courant pour LPF=0.866 et v_1^t =0.7 V_{dc} . (a) MI =0.808 à PAD=85.49° (b) MI =0.6349 à PAD=120°

Le ZSV du double-onduleur commandé par la stratégie SVM obtenu par la simulation MA-TLAB/Simulink (Figure 3.13) et obtenu expérimentalement (Figure 3.14). Ces figures montent les profils du CMV et du ZSV qui contiennent 4 niveaux avec des valeurs de $\pm \frac{V_{dc}}{2} = \pm 135$ V et $\pm \frac{V_{dc}}{6} = \pm 45$ V. On remarque également que le ZSV fluctue entre 0 et $-\frac{V_{dc}}{3} = -90$ V.



Figure 3.13. Résultats de la simulation du ZSV pour le double-onduleur à v_1^t =0.7 v_{dc} .



Figure 3.14. Résultats expérimentaux du ZSV pour le double-onduleur à v_1^t =0.7 V_{dc} .

Les résultats expérimentaux et de simulation pour le ZSV du double-onduleur commandé par la stratégie SVM sont présentés respectivement dans la Figure 3.16 et la Figure 3.15. On constate que le CMV fluctue entre $\pm \frac{V_{dc}}{6} = \pm 45$ V. Le ZSV pour le cas (a) contient 3 niveaux, qui sont 0 et $\pm \frac{V_{dc}}{3} = \pm 90$ V.



(a) pour MI =0.808 et PAD=85.49° (b) pour MI =0.6349 et PAD=120°





Le rendement est évalué sur la Figure 3.17 expérimentalement pour le double-onduleur contrôlé par la méthode proposée et la méthode SVM en fonction du courant d'entrée. Le rendement est amélioré d'environ 3% en utilisant la méthode proposée.



Figure 3.17. Rendement des méthodes NSPWM et SVM en fonction du courant continu à $f_s = 8.1 \ kHz$.

3.3 Résultats pour la commande NSPWM pour double-onduleur alimenté par deux sources isolées

Les signaux de commande des méthodes NSPWM-1 et NSPWM-2, qui sont générés par le DSP, sont illustrés en Figure 3.18. Le nombre de commutations pour chaque onduleur est de 4 tandis que pour la méthode SVM il est de 6.



Figure 3.18. Résultats expérimentaux des signaux de commande pour : (a) NSPWM-1 (b) NSPWM-2.



Figure 3.19. Résultats du THD de la tension en fonction de M_i^{new} .

La Figure 3.19 montre les valeurs du THD de la tension de sortie pour les différentes méthodes en fonction du nouvel indice de modulation $\left(\frac{2\pi}{3\sqrt{3}} < M_i^{new} < \frac{\pi}{\sqrt{3}}\right)$. La valeur la plus basse du THD (=27.17%) est atteinte par les méthodes proposées à M_i^{new} (=1.81) tandis que celle atteinte avec la commande SVM est égale à 33.4%. Le THD le plus élevé est limité par NSPWM-2 à 58.69% tandis que pour la stratégie SVM, il s'agit de 112.4% à M_i^{new} = 0.907.

Les profils de la tension et du courant de NSPWM-1, NSPWM-2, et SVM sont comparés pour la même valeur de M_i^{new} tant en simulation sous MATLAB/ Simulink qu'expérimentalement.



Figure 3.20. Profils de la simulation de la tension de sortie pour : (a) NSPWM-1 (b) NSPWM-2 à M_i^{new} =1.4.

Les Figure 3.20 et Figure 3.22 montrent le profil de la tension (v_{aar}) du double-onduleur contrôlé par NSPWM-1 et NSPWM-2 qui contiennent 9 niveaux de tension qui sont : V_{dc} , $V_{dc} \pm \frac{V_{dc}}{3}$, 0, $\pm \frac{V_{dc}}{3}$, $-V_{dc} \pm \frac{V_{dc}}{3}$ et $-V_{dc}$.



Figure 3.21. Profil de la simulation de la tension de sortie obtenue par SVM à M_i^{new} =1.4.

Les Figure 3.21 et Figure 3.23 montrent le profil de la tension $(v_{aa'})$ du double-onduleur commandé par la méthode SVM et qui contient 7 niveaux de tension : V_{dc} , $V_{dc} \pm \frac{V_{dc}}{3}$, 0, $-V_{dc} \pm \frac{V_{dc}}{3}$ et $-V_{dc}$.



Figure 3.22. Profils expérimentaux de la tension générés par : (a) NSPWM-1 (b) NSPWM-2 à M_i^{new} =1.4.



Figure 3.23. Profil expérimental de la tension générée par SVM à M_i^{new} =1.4.

Le spectre harmonique de la tension de sortie (qui résulte de MATLAB/Simulink) pour le double-onduleur commandé par SVM, NSPWM-1 et NSPWM-2, à $M_i^{new} = 1.4$ est respectivement représenté en Figure 3.24, Figure 3.25, et Figure 3.26. Ces courbes montrent que les méthodes proposées génèrent une plus faible amplitude des composantes harmoniques par rapport à une commande SVM.



Figure 3.24. Résultat de la simulation des spectres harmoniques de la tension.



Figure 3.25. Résultat de la simulation des spectres harmoniques de la tension.



Figure 3.26. Résultats de la simulation des spectres harmoniques de la tension.

Les Figure 3.27, Figure 3.28, et Figure 3.29 montrent les spectres expérimentaux de tension obtenus pour le double-onduleur commandé respectivement avec les méthodes SVM, NSPWM-1 et NSPWM-2 pour $M_i^{new} = 1.4$.



Figure 3.27. Résultats expérimentaux des spectres harmoniques de la tension (X- axe : 6.25 kHz/ Unité).



Figure 3.28. Résultats expérimentaux des spectres harmoniques de la tension (X- axe : 6.25 kHz/Unité). En se basant sur des résultats expérimentaux et de simulation, la méthode proposée offre de meilleures performances en termes de THD de la tension. Le THD de la tension pour la commande SVM est de 66,13% tandis que la première harmonique haute fréquence à f_s est à un niveau de 34%. Cependant, les THD de la tension des méthodes proposées sont respectivement 42% et 51% pour NSPW-1 et NSPWM-2.



Figure 3.29. Résultat expérimental des spectres harmoniques de la tension (X-axis : 5 kHz/Unité).

Conclusion et perspectives

L'innovation forte de cette thèse est l'utilisation d'une structure double-onduleur associée à la méthode PWM (MSVM et NSPWM) comme chaine de conversion de puissance au lieu des chaines classiques constituées d'un convertisseur DC/DC suivi d'un onduleur, utilisées dans les technologies actuelles d'EV et d'HEV. Cela évite les composants passifs (qui sont massifs et coûteux) et apporte un meilleur rendement en supprimant le convertisseur DC/DC. Les méthodes proposées pour commander les EV et HEV sont présentées et leurs caractéristiques examinées. Ensuite, sur la base de l'expérience acquise pendant le projet des suggestions pour de futurs travaux sont envisagées.

3.4 Conclusion

Comme discuté précédemment, en utilisant une structure à double-onduleur, on améliore l'utilisation de la batterie, on augmente le rendement et on diminue le poids de la structure. En conséquence, les utilisateurs des véhicules électriques pourraient conduire sur une distance plus longue. Ces caractéristiques soulignent l'impact des convertisseurs de puissance comme une clé majeure pour la prochaine génération de véhicules électriques. Les méthodes présentées dans cette thèse nécessitent des modifications minimales en termes d'industrialisation pour faciliter la mise à l'échelle de la preuve de concept en laboratoire à l'échelle de la production industrielle.

Les méthodes proposées pour la commande d'une structure double-onduleur améliorent le THD de la tension et du courant ; elles évitent la complexité dans le choix des vecteurs de référence à appliquer aux onduleurs ; les filtres d'entrée et de sortie voient leur taille se réduire tout comme les valeurs de CMV et de ZSV. Tout ceci montre les facteurs clés des propositions qui sont faites. Dans cette conclusion nous allons nous intéresser également à un point majeur pour l'industrie des EV et HEV : le rendement.

La commande MSVM apporte le meilleur rendement : de 4 à 5% par rapport à la commande SVM en raison de la réduction très élevée du nombre de commutations (de 66%). Les techniques NSPWM ont un rendement amélioré de 3,5% par rapport à la technique SVM. Le même constat est valable pour toutes les fréquences de commutation et les gammes de charges.

Pour avoir une vision globale sur les mérites et les démérites des différentes méthodes, nous proposons le tableau suivant où les 3 propositions de commande sont appliquées sur le doubleonduleur : MSVM (alimentation par une seule source), NSPWM (alimentation par une seule source) et NSPWM (alimentation par deux sources isolées).

| Méthode | SVM | Proposition 1 | Proposition 2 | Proposition 3 |
|-------------------------------|------------------------|------------------------|-----------------------------|------------------------|
| Rendement | 94.6% | 96.8% | 95.6% | 95.6% |
| Perte par commutation | 100% | 50-86.6% | 14%-50% | 14%-50% |
| Fréquence effective per f_s | 100% | 33% | 66% | 66% |
| Le plus haut niveau de CMV | $\pm \frac{V_{dc}}{2}$ | $\pm \frac{V_{dc}}{6}$ | $\pm \frac{V_{dc}}{6}$ | $\pm \frac{V_{dc}}{6}$ |
| Le plus haut niveau de ZSV | $\pm \frac{V_{dc}}{3}$ | $\pm \frac{V_{dc}}{3}$ | $\pm \frac{V_{dc}}{3}$ or 0 | Non défini (0) |
| THD de la tension | 79% | 69% | 73% | 38% |
| THD de courant (à | 12.07% | 5.67% | 1.5% | 0% |
| LPF=0.866) | | | | |
| Matériel supplémentaire | bon | bon | bon | mal |

Tableau 1 Tableau de comparaison.

Les niveaux de CMV dépendent des vecteurs de référence utilisés par les méthodes. Toutes les propositions n'utilisent pas des vecteurs nuls; en conséquence, elles bénéficient du meilleur niveau de CMV par rapport à la SVM. Le THD de la tension est comparé pour chaque stratégie de commande en fonction du même niveau de tension de sortie. Le double-onduleur alimenté par deux sources isolées nécessite un algorithme d'équilibrage de tension qui, en termes de matériel supplémentaire, impose certaines difficultés de mise en oeuvre et dépenses.

Les principaux inconvénients de chaque méthode sont indiqués ici. La commande SVM souffre de pertes par commutation plus importantes, des niveaux élevés de CMV et de la présence d'harmoniques de ranges trois sur la tension et le courant. La première proposition faite présente des harmoniques basses fréquences en tension (et par conséquent en courant) tels que les harmoniques : 5, 7, 11 avec des amplitudes respectives de 11%, 9% et 5%. La 2ème proposition permet un réglage limité de la tension de sortie. Et la troisième proposition nécessite un algorithme d'équilibrage de la tension entre les deux batteries sinon on verrait apparaitre des harmoniques paires dans la tension de sortie.

3.5 Perspectives

Les champs de recherche en EV et HEV sont en pleine expansion et devraient aboutir à des améliorations notables de ces produits. A l'issue de ce travail sur la traction électrique, je propose quelques sujets intéressants pour le court et long terme.

- Pour la recherche à long terme, le transfert de puissance sans fil apporterait indéniablement un gain sur la taille des batteries embarquées pour la traction électrique. Ceux-ci permettraient d'accélérer l'utilisation des EV.
- À court terme, les recherches peuvent apporter des améliorations notamment :
 - L'idée d'ajouter un petit retard sur les impulsions de commutation dans la structure à double-onduleur pour réduire le THD de la tension peut être mise en œuvre sur d'autres méthodes PWM (telles que DPWM, SVM et MSVM).
 - Pour le double-onduleur alimenté par deux sources isolées, l'équilibre des deux tensions d'alimentation est nécessaire pour éviter les harmoniques pairs dans la tension de sortie, cela passe par la mise en oeuvre d'une stratégie de commande adaptée.
 - Une stratégie de commande PWM universelle peut être développée en fonction des caractéristiques spécifiques de la chaine de conversion de puissance (réduction du THD de la tension de sortie, limitation du courant à l'entrée, identification de charge ...)
 - Application de la commande aléatoire en fréquence pour le double-onduleur afin de réduire l'amplitude des harmoniques hautes fréquences de la tension de sortie.
 - Pour les applications à moyenne puissance, le double-onduleur à trois niveaux est à envisager, il permettrait d'améliorer encore plus le THD de la tension de sortie.

Références marquantes

- [1] M. P. Kazmierkowski and F. A. Silva, "Power Electronics Handbook, Third Edition," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 5, no. 2, pp. 54–55, Jun. 2011.
- [2] N. Mohan and T. M. Undeland, "Power electronics: converters, applications, and design," Wiley-IEEE Press, 2007.
- [3] P. C.-K. Luk and K. D. E. Khamlichi, "An innovative DSP-based teaching module for electrical machine drives," *IEEE Transactions on Education*, vol. 39, no. 2, pp. 158–164, May 1996.
- [4] J. Kalaiselvi and S. Srinivas, "Bearing Currents and Shaft Voltage Reduction in Dual-Inverter-Fed Open-End Winding Induction Motor With Reduced CMV PWM Methods," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 1, pp. 144–152, Jan. 2015.
- [5] A. Edpuganti and A. K. Rathore, "New Optimal Pulsewidth Modulation for Single DC-Link Dual-Inverter Fed Open-End Stator Winding Induction Motor Drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 8, pp. 4386–4393, Aug. 2015.
- [6] K. R. Sekhar and S. Srinivas, "Discontinuous Decoupled PWMs for Reduced Current Ripple in a Dual Two-Level Inverter Fed Open-End Winding Induction Motor Drive," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 5, pp. 2493–2502, May 2013.
- [6] Y. Lee and J.-I. Ha, "Hybrid Modulation of Dual Inverter for Open-End Permanent Magnet Synchronous Motor," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 6, pp. 3286–3299, Jun. 2015.
- [7] S. Srinivas and K. Ramachandra Sekhar, "Theoretical and Experimental Analysis for Current in a Dual-Inverter-Fed Open-End Winding Induction Motor Drive With Reduced Switching PWM," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4318–4328, Oct. 2013.
- [8] Q.-T. An, M. H. Duan, L. Sun, and G. L. Wang, "SVPWM strategy of post-fault reconfigured dual inverter in open-end winding motor drive systems," *Electronics Letters*, vol. 50, no. 17, pp. 1238–1240, Aug. 2014.
- [9] D. Casadei, G. Grandi, A. Lega, and C. Rossi, "Multilevel Operation and Input Power Balancing for a Dual Two-Level Inverter with Insulated DC Sources," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 6, pp. 1815–1824, Nov. 2008.
- [10] J. Hong, H. Lee, and K. Nam, "Charging Method for the Secondary Battery in Dual-Inverter Drive Systems for Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 2, pp. 909–921, Feb. 2015.
- [11] V. T. Somasekhar, S. Srinivas, B. P. Reddy, C. N. Reddy, and K. Sivakumar, "Pulse width-modulated switching strategy for the dynamic balancing of zero-sequence current for a dual-inverter fed open-end winding induction motor drive," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 4, pp. 591–600, Jul. 2007.
- [12] E. Un and A. M. Hava, "A Near-State PWM Method With Reduced Switching Losses and Reduced Common-Mode Voltage for Three-Phase Voltage Source Inverters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 45, no. 2, pp. 782–793, Mar. 2009.