



**HAL**  
open science

## Amélioration du rendement d'un onduleur à Z-source par une stratégie d'adaptation de sa tension du bus continu.

Alexandre Battiston

► **To cite this version:**

Alexandre Battiston. Amélioration du rendement d'un onduleur à Z-source par une stratégie d'adaptation de sa tension du bus continu.. Journées JCGE'2014 - SEEDS, Jun 2014, Saint-Louis, France. hal-01083933

**HAL Id: hal-01083933**

**<https://hal.science/hal-01083933>**

Submitted on 18 Nov 2014

**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.

# Amélioration du rendement d'un onduleur à Z-source par une stratégie d'adaptation de sa tension du bus continu

Alexandre BATTISTON

Université de Lorraine – Laboratoire GREEN, 2 avenue de la Forêt de Haye, 54500 Vandœuvre-Lès-Nancy  
alexandre.battiston@ensem.org

**RESUME** – Cet article propose une méthode de contrôle visant à adapter la tension de bus continu d'un système de traction électrique utilisant un onduleur à source impédante (Z-source) et alimentant une machine synchrone à aimants. L'objectif de la commande proposée consiste en l'amélioration du rendement global du système en réduisant le surdimensionnement de la référence de tension du bus continu. Elle est ainsi adaptée continuellement à la demande en puissance du moteur. Une commande par platitude de la machine est proposée et se justifie par sa capacité à maîtriser les grandeurs en régime transitoire. Cela est nécessaire pour en déduire la trajectoire de la tension à partir de celle de la vitesse.

**ABSTRACT** – This paper deals with a control method that adapts the DC-bus voltage of an electric traction system using a Permanent Magnet Synchronous Machine fed by a bi-directional Z-source inverter or other improved topologies. This control allows reducing both the overestimation of the DC-bus voltage and losses in the inverter. Flatness-based control is proposed to drive the actuator and generate the peak DC-bus voltage reference. Flatness-based control is chosen in order for the actuator transients to be well-mastered.

**MOTS-CLES** – onduleur à Z-source, MLI, tension du bus continu, machine synchrone, platitude différentielle.

## 1. Introduction

Dans de nombreux réseaux embarqués de traction électrique (automobile électrique ou hybride par exemple), la tension fournie par la source peut ne pas être suffisante pour contrôler le moteur électrique. Un étage d'élévation est donc nécessaire pour contrôler le moteur sur une large plage de vitesse. La stratégie de défluxage est souvent proposée à hautes vitesses. Malheureusement, elle souffre de l'inconvénient de réduire le rendement global du système. Dans d'autres applications, un convertisseur élévateur est préférable pour ajuster le niveau de tension du bus continu. En Figure 1 est par exemple représenté un réseau embarqué de traction électrique utilisant un convertisseur bidirectionnel classique élévateur dans le cas moteur. Cependant, la tension  $v_{DC}$  est généralement élevée par paliers selon différents régimes de fonctionnement de la machine. Elle n'est donc pas continuellement adaptée à la demande en puissance de la machine, ce qui induit son surdimensionnement.

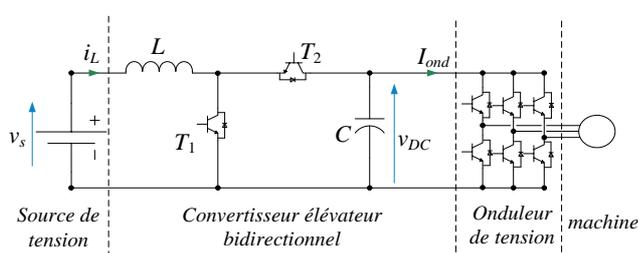


Figure 1 : Système de traction électrique avec étage élévateur utilisant un convertisseur bidirectionnel.

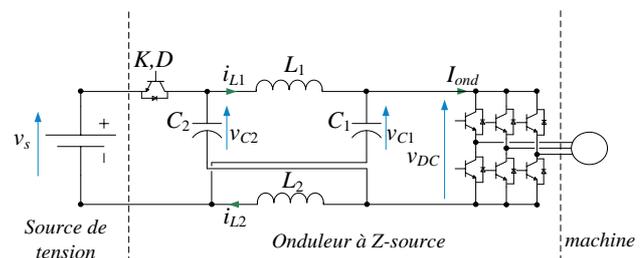


Figure 2 : Système de traction électrique utilisant un onduleur à Z-source.

Il y a une dizaine d'années, un convertisseur élévateur de type continu-alternatif connu sous le nom d'onduleur à Z-source a fait son apparition dans la littérature scientifique. C'est à travers les travaux du Professeur Fang Zheng Peng [1] que l'onduleur à Z-source a été introduit (Figure 2). Contrairement au cas du système de la Figure 1, l'onduleur à Z-source présente la particularité de ne pas être alimenté par une source de tension  $v_{DC}$  purement capacitive. Le convertisseur est en effet muni d'un réseau impédant de type LC disposé en « X », ce qui permet l'ajout d'état de court-circuit de bras d'onduleur (interrupteurs haut et bas d'un même bras fermés simultanément). Ces états supplémentaires sont nécessaires pour élever le niveau de tension de source. Certains auteurs ont déjà étudié l'association d'un onduleur à Z-source dans des applications de traction électrique mais les régimes transitoires n'étaient pas présentés [2]-[3]. Il est proposé dans cet article une méthode de contrôle permettant d'adapter de manière continue la tension  $v_{DC}$  disponible aux bornes de

l'onduleur en fonction de la demande en puissance (vitesse) de la machine. Cela permet de réduire le surdimensionnement de la tension du bus continu, ce qui induit un gain en rendement dans le cas de l'utilisation d'un onduleur à source impédante. Une commande par platitude a été choisie pour contrôler la machine dans le but de pouvoir maîtriser parfaitement les transitoires de vitesse, donc les transitoires de la tension du bus continu. Il est proposé alors de générer la référence de tension  $v_{DC}^*$  en fonction de la vitesse mesurée. Cette référence est ensuite utilisée comme consigne de régulation des tensions capacitives  $v_{C1}$  et  $v_{C2}$  pour un contrôle par mode glissant de l'onduleur à Z-source. A noter que la méthode présentée dans cet article peut être étendue à tout type d'onduleur à source impédante (Quasi Z-source [4], Trans Z-source [5], ...).

Après une présentation de la modélisation du système et de la technique d'élévation de la tension de source en section 2., la section 3. se concentre sur le schéma global de contrôle proposé ainsi que sur la méthode d'adaptation de la tension  $v_{DC}$ . L'étude théorique est validée par simulation puis de manière expérimentale sur banc de test. Une conclusion de l'étude est enfin donnée en section 5. Elle permet de justifier de l'intérêt de la méthode.

## 2. Modélisation de l'onduleur à Z-source et insertion des états supplémentaires de court-circuit

### 2.1 Modélisation en vue de la commande d'un onduleur à source impédante

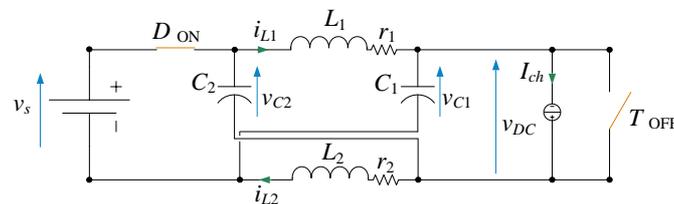


Figure 3 : Modélisation du système pendant la séquence hors court-circuit.  $u(t) = 0$ .

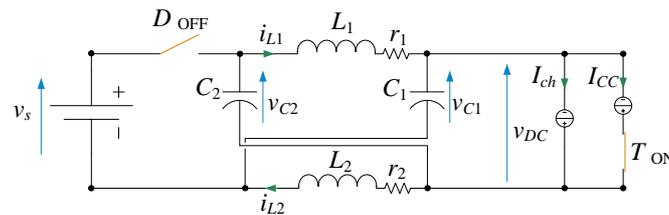


Figure 4 : Modélisation du système pendant la séquence de court-circuit.  $u(t) = 1$ .

Quatre variables d'état sont identifiées. Elles correspondent aux courants inductifs  $i_{L1}$  et  $i_{L2}$  et aux tensions capacitives  $v_{C1}$  et  $v_{C2}$ . Le rapport cyclique, image du temps d'application des états de court-circuit pendant la période de découpage  $T$  est noté  $d$ . Il correspond ainsi à la valeur moyenne de la commande logique  $u$  permettant d'indiquer un état de court-circuit ou non de l'onduleur. Deux séquences de fonctionnement sont distinguées selon l'état de la commande  $u$ . Les schémas correspondants à ces deux séquences sont donnés en Figures 3 et 4 où les six interrupteurs de l'onduleur ont été modélisés par un unique interrupteur  $T$ . Le courant noté  $I_{ch}$  représente le courant classique absorbé par un onduleur de tension et dont l'expression est donnée par :  $I_{ch}(t) = C_a(t)i_a(t) + C_b(t)i_b(t) + C_c(t)i_c(t)$  où  $C_a$ ,  $C_b$  et  $C_c$  représentent les commandes des interrupteurs supérieurs de l'onduleur. Les courants  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  sont les courants absorbés par la machine. A l'aide des schémas des figures précédentes selon l'état de la commande  $u(t)$ , le modèle d'état valable en tout temps est donné par (1).

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -r_1 i_{L1}(t) + v_{C1}(t) \cdot u(t) + (v_s - v_{C2}(t)) \cdot (1 - u(t)) \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -r_2 i_{L2}(t) + v_{C2}(t) \cdot u(t) + (v_s - v_{C1}(t)) \cdot (1 - u(t)) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L1}(t) \cdot u(t) + (i_{L2}(t) - I_{ch}(t)) \cdot (1 - u(t)) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L2}(t) \cdot u(t) + (i_{L1}(t) - I_{ch}(t)) \cdot (1 - u(t)) \end{cases} \quad (1)$$

Afin de travailler avec des grandeurs dont le découpage lié à la variable logique  $u(t)$  est ignoré du point de vue de la commande, un modèle "pseudo-moyen" est considéré. Il s'agit d'un modèle dynamique dépendant du temps mais dont les composantes hautes fréquences liées au découpage ont été "filtrées". La commande  $u(t)$  est ainsi remplacée par sa valeur moyenne  $d$  qui représente le rapport cyclique de l'onduleur à Z-source. Les grandeurs seront désormais notées sans leur dépendance temporelle  $(t)$  pour simplifier l'écriture. Le modèle (1) devient alors :

$$\begin{cases} L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = -r_1 i_{L1} + v_{C1} \cdot d + (v_s - v_{C2}) \cdot (1 - d) \\ L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = -r_2 i_{L2} + v_{C2} \cdot d + (v_s - v_{C1}) \cdot (1 - d) \\ C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = -i_{L1} \cdot d + (i_{L2} - I_{ch}) \cdot (1 - d) \\ C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = -i_{L2} \cdot d + (i_{L1} - I_{ch}) \cdot (1 - d) \end{cases} \quad (2)$$

Comme cela sera montré dans la section suivante, les états de court-circuit de l'onduleur à Z-source sont insérés de manière à ne pas modifier le comportement de la machine. Ainsi, la machine ne voit que la valeur non nulle de la tension du bus continu  $v_{DC}$ . Cette valeur sera notée de la manière suivante  $\hat{v}_{DC}$  pour insister sur ce fait. En moyennant les deux premières équations de (2) (les termes dérivées devenant nuls), la valeur non-nulle de la tension  $v_{DC}$  s'exprime alors par (3). Il s'agit de la caractéristique idéale d'élévation de l'onduleur à Z-source avec  $d \in [0, 0.5]$ .

$$\hat{v}_{DC} = \bar{v}_{C1} + \bar{v}_{C2} - v_s = \frac{v_s}{1 - 2d} \quad (3)$$

Où  $\bar{v}_{Ci}$  représente la valeur moyenne de la grandeur  $v_{Ci}$ .

## 2.2 Méthode d'insertion des états supplémentaires de court-circuit dans le schéma de MLI de l'onduleur à Z-source

Les interrupteurs de l'onduleur ainsi que la diode  $D$  sont nécessaires pour atteindre les objectifs d'élévation de la tension de source  $v_s$ . Le but de cette section consiste à présenter la manière dont les états supplémentaires de court-circuit sont ajoutés dans le schéma de MLI pour d'une part élever la tension, et d'autre part, ne pas perturber le fonctionnement de la machine. Ainsi, une méthode simple consiste à les insérer pendant les états zéros de l'onduleur. Il s'agit des états pendant lesquels les trois interrupteurs du haut ou les trois interrupteurs du bas sont fermés simultanément. La machine fonctionne alors en roue libre et aucun échange de puissance avec la source n'est effectif.

### 2.2.1 Modification de la technique de MLI intersective pour ajouter des états de court-circuit de bras

La Figure 5(a) rappelle la génération des signaux de commande des interrupteurs à partir d'une MLI intersective par comparaison de trois tensions de référence  $v_a^*$ ,  $v_b^*$  et  $v_c^*$  avec une porteuse haute fréquence  $p(t)$ . Elle est présentée ici sur une période de découpage  $T$ . Les états zéros ( $EZ_1$  et  $EZ_2$ ) ainsi que les états actifs ( $Act_1$  et  $Act_2$ ) ont été repérés. Les commandes associées aux deux interrupteurs d'un même bras sont complémentées comme l'illustre la figure.

En Figure 5(b), une méthode d'insertion des court-circuits de bras est présentée. Elle consiste dans un premier temps à repérer l'ordre des tensions de référence (par exemple ici  $v_a^* > v_b^* > v_c^*$ ), donc à repérer le secteur d'évolution de l'angle électrique  $\theta$ . Elle génère ensuite deux nouvelles tensions de références de manière à augmenter la durée de l'état ON de la commande associée à l'interrupteur haut du bras supportant la maximale des trois tensions (ici la durée de la commande  $C_a$ ). De même, la durée de l'état ON de la commande associée à l'interrupteur bas du bras supportant la minimale des trois tensions de références est augmentée (ici le bras  $c$ ). Cela permet d'ajouter quatre états de court-circuit pendant  $T$  de durée égale à  $dT/4$  dans les états zéros de l'onduleur. A noter que les commandes associées aux interrupteurs du bras supportant la tension intermédiaire ne sont pas modifiées (ici les commandes associées aux interrupteurs du bras  $b$ ). Il est possible de calculer les nouvelles tensions de référence par des considérations géométriques et intersections sur la Figure 5(b). En notant  $v_{max}$ ,  $v_{int}$  et  $v_{min}$  les tensions maximale, intermédiaire et minimale, les tensions de références associées à chacun des six interrupteurs (repérés par *haut* et *bas*) sont données par (4).

$$\begin{cases} v_{max}^{bas*} = v_{max}^* \\ v_{max}^{haut*} = v_{max}^* + d \cdot p_{max} \\ v_{int}^{bas*} = v_{int}^* \\ v_{int}^{haut*} = v_{int}^* \\ v_{min}^{bas*} = v_{min}^* - d \cdot p_{max} \\ v_{min}^{haut*} = v_{min}^* \end{cases} \quad (4)$$

A ce stade, pour pouvoir insérer les court-circuits d'une durée  $dT$  donnée pendant  $T$ , il faut que la durée des états zéros de l'onduleur soit suffisante. La section suivante permet d'établir un lien entre l'élévation de la tension de source et la durée disponible des états zéros. D'autres techniques d'insertion de court-circuits peuvent être trouvées dans [6].

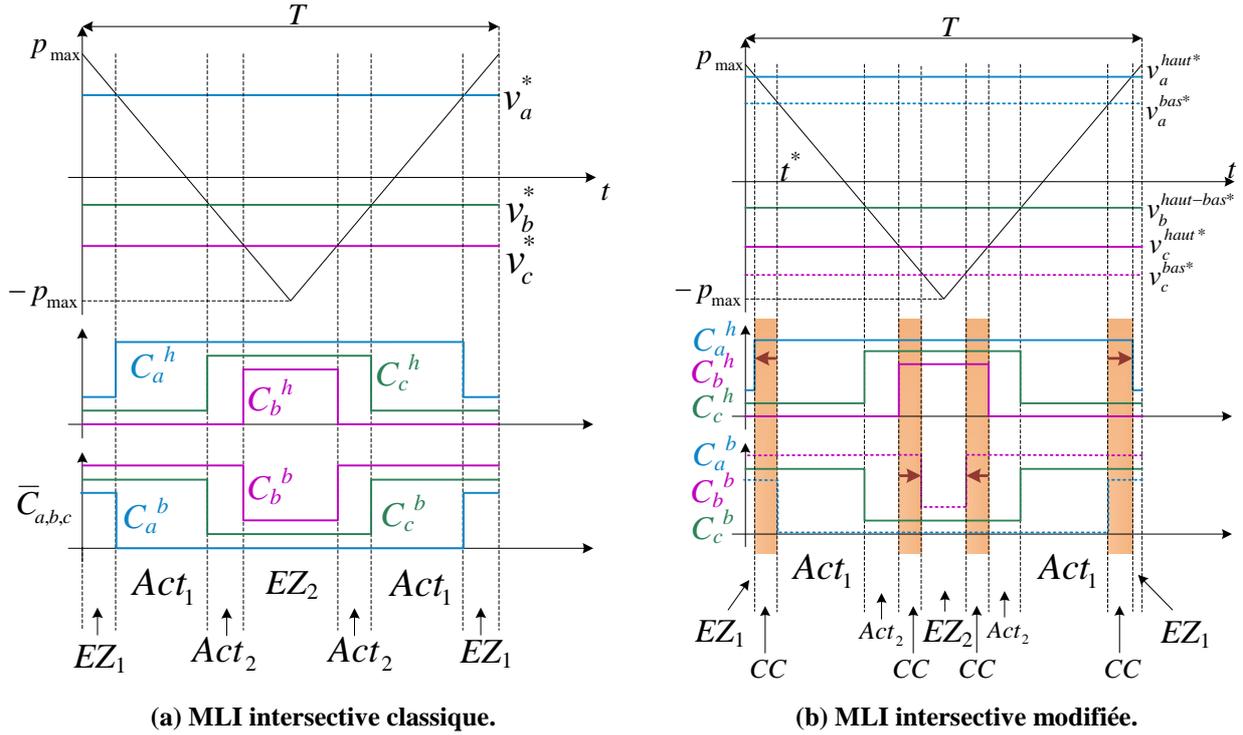


Figure 5 : Insertion des états de court-circuit dans un schéma de MLI intersective.

### 2.2.2 Durée disponible des états zéros, valeur du rapport cyclique maximal d'élévation

Afin de connaître la valeur de rapport cyclique  $d$  que l'on peut insérer pour élever la tension, il est nécessaire de chercher à exprimer la durée des états zéros dans le schéma de MLI précédent (Figure 5(a)). Il est possible de montrer que cette durée est donnée par (6) en considérant les tensions de référence triphasées équilibrées dont l'expression est donnée par (5).

$$\begin{cases} v_a^*(\theta) = V_{eff}\sqrt{2}\cos(\theta) \\ v_b^*(\theta) = V_{eff}\sqrt{2}\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c^*(\theta) = V_{eff}\sqrt{2}\cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (5)$$

$$T_{EZ}(\theta) = T \cdot \left(1 - \frac{V_{eff}\sqrt{2}}{2p_{max}}\left(\sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) \cdot \sqrt{3}\right)\right) \quad (6)$$

Cette dernière expression est valide tant que  $v_a^* > v_b^* > v_c^*$ , c'est à dire pour  $\theta \in [0, \pi/3]$ , ce qui représente une période de la durée  $T_{EZ}(\theta)$ . Les court-circuits peuvent être alors insérés dans les états zéros si la relation suivante est respectée :

$$d \leq \frac{T_{EZ}(\theta)}{T} \quad (7)$$

Généralement, la valeur de  $p_{max}$  (amplitude de la porteuse) doit couvrir l'amplitude maximale des tensions triphasées qu'il est possible de reconstituer à partir de la tension disponible du bus continu  $\hat{v}_{DC}$ . En MLI intersective, cette amplitude maximale ne peut excéder  $\hat{v}_{DC}/2$  pour rester en zone de fonctionnement linéaire de la MLI (voir [7] pour plus de détails). En choisissant la valeur minimale de  $T_{EZ}(\theta)$  obtenue pour  $\theta = \pi/6$  et en remplaçant  $p_{max}$  par  $\hat{v}_{DC}/2$ , l'inégalité précédente devient l'égalité (8) :

$$d = 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{V_{eff}\sqrt{2}}{\frac{\hat{v}_{DC}}{2}} \quad (8)$$

Cette dernière relation représente le lien entre la tension de source élevée  $\hat{v}_{DC}$ , les grandeurs de commande côté machine dont une image est donnée par la tension crête  $V_{eff}\sqrt{2}$  ainsi que le rapport cyclique d'élévation  $d$ . Elle représente en fait la relation de contrôlabilité de la machine. L'expression (8) est ainsi le cœur de la proposition de commande d'adaptation de la tension de bus. La quantité  $V_{eff}\sqrt{2}/(\hat{v}_{DC}/2)$  est connue sous le nom de profondeur de modulation, notée  $M$  dans la

littérature scientifique. Elle établit le rapport entre la valeur crête des tensions alternatives et la valeur crête maximale qu'il est possible de reconstituer à partir de la tension disponible aux bornes de l'onduleur.

### 3. Contrôle du système et adaptation de la tension du bus

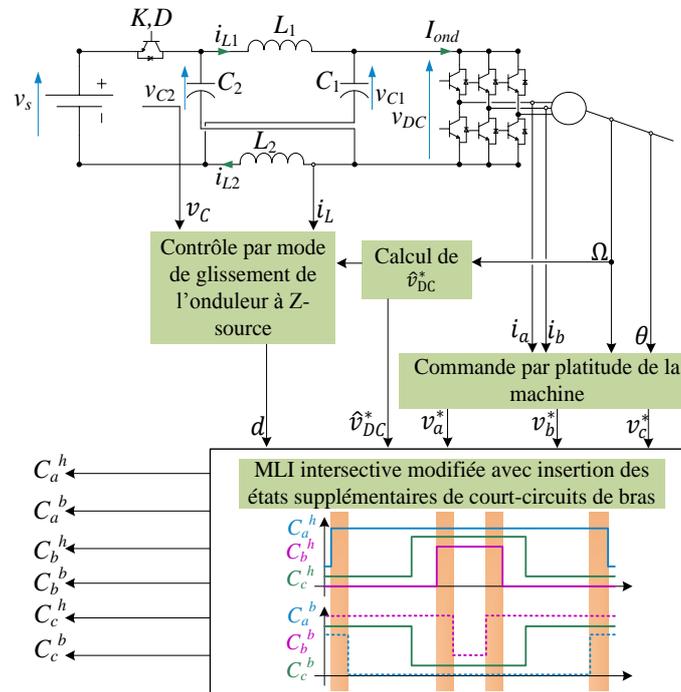


Figure 6 : Schéma proposé pour le contrôle du système de traction électrique.

Dans cette partie, un contrôle par commandes séparées (machine/onduleur à Z-source) est proposé. Ces deux contrôles sont liés par la tension de bus continu  $\hat{v}_{DC}$ , qui sera elle-même adaptée en fonction de la demande en puissance de la machine. Le but étant l'amélioration du rendement d'un système utilisant un onduleur à Z-source. Un schéma global du système muni de son contrôle est donné en Figure 6. Une commande par platitude à deux boucles est proposée en section 3.1. pour le contrôle des courants et de la vitesse de la machine synchrone. En section 3.2., une commande de type large signal basée sur le contrôle par mode de glissement a été retenue pour contrôler les grandeurs d'états de l'onduleur à Z-source. Il retourne finalement la valeur du rapport cyclique  $d$  à injecter dans le schéma de MLI modifié de la Figure 5(b). Enfin, la proposition d'adaptation continue de la tension de bus continu  $v_{DC}$  à la vitesse de la machine sera détaillée en section 3.3.

#### 3.1 Contrôle par platitude différentielle à deux boucles de la machine synchrone

Le choix d'un mode de contrôle par platitude se justifie par le fait que cette technique, sous réserve que le système non linéaire contrôlé partage les propriétés de platitude, offre la possibilité de pouvoir maîtriser les trajectoires de toutes les grandeurs d'état de manière analytique. La tension du bus continu  $v_{DC}$  étant liée à la vitesse  $\Omega$  de la machine, il est donc nécessaire de pouvoir maîtriser parfaitement sa trajectoire pour l'adaptation de la tension.

##### 3.1.1 Notion de platitude différentielle

Le lecteur peut se référer aux ouvrages [8]-[9] pour de plus amples détails, le but de cet article étant l'application du mode de contrôle par platitude. Un système d'état  $x \in \mathbb{R}^n$  et de commande  $u \in \mathbb{R}^m$ , défini par  $\dot{x} = f(x, u)$  est dit *plat* si l'on peut trouver une fonction  $y \in \mathbb{R}^m$ , appelée *sortie plate*, de la forme  $y = h_y(x, u, \dot{u}, \dots, u^{(q)})$  telle que toutes les variables d'état et de commande puissent s'écrire en fonction de cette sortie plate et de ses dérivées :  $x = h_x(y, \dot{y}, \dots, y^{(r)})$ ,  $u = h_u(y, \dot{y}, \dots, y^{(r+1)})$ . A noter que l'ordre de dérivation de la sortie plate dans l'expression du vecteur de commande  $u$  doit être augmenté de 1. Les fonctions notées  $h_y$ ,  $h_x$  et  $h_u$  sont continues ainsi que leurs dérivées successives.

##### 3.1.2 Contrôle de la machine synchrone

Le modèle (9) largement utilisé pour le contrôle des machines triphasées est un modèle écrit dans le référentiel lié au rotor faisant intervenir deux axes nommés direct et en quadrature. Il se réduit ainsi à un modèle à trois variables d'état que sont la vitesse mécanique  $\Omega$  et les courants d'axe  $d$  et  $q$ . Nous choisirons  $y_d = [i_d, i_q]$  comme vecteur sortie plate pour les régulateurs de courant et  $y_\Omega = \Omega$  comme sortie plate pour le régulateur de vitesse.

$$\begin{cases} l_d \frac{di_d}{dt} = -r_s i_d + v_d + p\Omega l_q i_q \\ l_q \frac{di_q}{dt} = -r_s i_q + v_q - p\Omega(l_d i_d + \psi_f) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = p\psi_f i_q - T_L - f\Omega \end{cases} \quad (9)$$

- Boucle de contrôle des courants  $i_d$  et  $i_q$

Les boucles de régulation internes des courants doivent permettre de générer les références de tensions  $v_d^*$  et  $v_q^*$  écrites dans le plan  $dq$ . Ces tensions représentent le vecteur commande  $u_{dq} = [v_d^*, v_q^*]$  pour le vecteur sortie plate  $y_d = [i_d, i_q]$  choisi. En exprimant les tensions de commande  $v_d^*$  et  $v_q^*$  en fonction des composantes de la sortie plate  $y_d$ , on prouve les propriétés de platitude du modèle composé des équations en courant (10).

$$\begin{cases} v_d^* = l_d \frac{di_d}{dt} + r_s i_d - p\Omega l_q i_q = h_{v_d^*}(i_d, \zeta_d, i_q) \\ v_q^* = r_s i_q + l_q \frac{di_q}{dt} + p\Omega l_d i_d + p\Omega \psi_f = h_{v_q^*}(i_q, \zeta_q, i_d) \end{cases} \quad (10)$$

Les termes  $\zeta_d = di_d/dt$  et  $\zeta_q = di_q/dt$  représentent les termes dérivés d'ordre le plus élevé. Dans le cas où il est souhaitable de rejeter les incertitudes paramétriques ou les erreurs de modélisation, ces termes sont générés par une trajectoire (11)-(12) de commande linéarisée permettant la convergence des erreurs  $\epsilon_d = (i_d^* - i_d)$  et  $\epsilon_q = (i_q^* - i_q)$  à zéro. Les quantités  $i_d^*$  et  $i_q^*$  représentent les références des courants d'axe  $d$  et  $q$  respectivement.

$$\zeta_d = i_d^* + 2\xi_d \omega_d (i_d^* - i_d) + \omega_d^2 \int (i_d^* - i_d) d\tau \quad (11)$$

$$\zeta_q = i_q^* + 2\xi_q \omega_q (i_q^* - i_q) + \omega_q^2 \int (i_q^* - i_q) d\tau \quad (12)$$

Les paramètres de régulation  $\xi_d, \omega_d, \xi_q, \omega_q$  sont dimensionnés de manière à respecter un certain cahier des charges donné (bande passante de régulation, dépassement, ...).

- Boucle de contrôle de la vitesse mécanique  $\Omega$

En ce qui concerne la boucle externe du contrôle en vitesse, celle-ci permet la génération de la référence du courant d'axe  $q$ ,  $i_q^*$ , qui représente la commande  $u_{iq}$  pour la sortie plate  $y_\Omega = \Omega$ . Les propriétés de platitude du modèle issu de l'équation mécanique sont vérifiées en exprimant  $i_q^*$  en fonction de la sortie plate  $y_\Omega$  et de ses dérivées successives :

$$i_q^* = \frac{J}{p\psi_f} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{T_L}{p\psi_f} + \frac{f}{p\psi_f} + \Omega = h_{i_q^*}(\Omega, \zeta_\Omega) \quad (13)$$

Comme précédemment,  $\zeta_\Omega$  correspond au terme dérivé d'ordre 1 de la vitesse qui provient d'une linéarisation entrée/commande dont la trajectoire de ralliement à zéro de l'erreur  $\epsilon_\Omega = (\Omega^* - \Omega)$  est donnée par (14).

$$\zeta_\Omega = \Omega^* + 2\xi_\Omega \omega_\Omega (\Omega^* - \Omega) + \omega_\Omega^2 \int (\Omega^* - \Omega) d\tau \quad (14)$$

$\Omega^*$  représente la référence de vitesse.

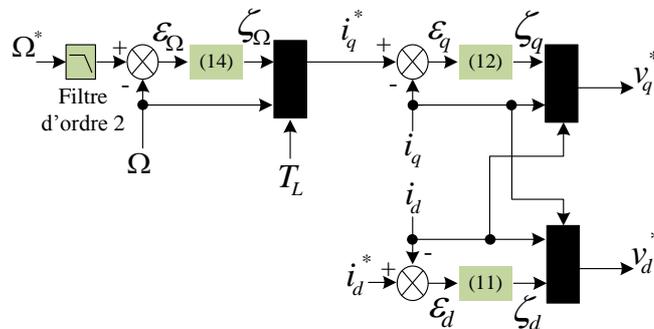


Figure 7 : Schéma de la commande par platitude de la machine synchrone.

### 3.1.3 Synthèse du schéma de la régulation de la machine

Le schéma de la Figure 7 présente une synthèse de la commande par platitude de la machine. Afin de maîtriser les trajectoires des transitoires de vitesse, un filtre d'ordre 2 a été utilisé pour générer une trajectoire bien connue mathématiquement. Les blocs notés (14), (12) et (11) correspondent simplement aux équations de mêmes références qui permettent de calculer les signaux de commande issus des linéarisations entrée/commande. Ce contrôleur retourne alors les valeurs des tensions de commande de la machine  $v_a^*$  et  $v_q^*$ , qui, après transformations de Concordia et Park, fournissent les tensions de références  $v_a^*$ ,  $v_b^*$  et  $v_c^*$  envoyées vers la génération des signaux de commande en MLI.

### 3.2 Commande par mode de glissement de l'onduleur à Z-source

Le choix du contrôle de l'onduleur s'est orienté vers la commande par mode glissant puisque ses avantages en termes de robustesse ne sont plus à faire. Ce type de contrôle paraît alors préférable pour le système non linéaire (2) par rapport à l'utilisation de régulateurs linéaires à base de correcteurs PI comme cela est le cas dans [10]. En considérant un onduleur à Z-source symétrique avec  $L_1 = L_2 = L$  et  $C_1 = C_2 = C$  et en considérant la somme des tensions capacitatives  $v_c = v_{c1} + v_{c2}$  et la somme des courants inductifs  $i_L = i_{L1} + i_{L2}$  comme nouvelles variables d'état, le modèle (2) peut être réduit comme suit :

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = -r_L i_L + (2d - 1)v_c + 2v_s(1 - d) \\ C \frac{dv_c}{dt} = i_L(1 - 2d) - 2\overline{I_{ch}} \end{cases} \quad (15)$$

A noter qu'en tout temps, le terme  $I_{ch}(t) \cdot (1 - u(t))$  est égal à  $I_{ch}(t)$  car les court-circuits sont insérés pendant les états zéros de l'onduleur qui correspondent aux états pendant lesquels  $I_{ch}(t) = 0$ . Ainsi, la valeur moyenne de la quantité  $I_{ch}(t) \cdot (1 - u(t))$  n'est pas égale à  $\overline{I_{ch}} \cdot (1 - d)$  mais simplement au terme  $\overline{I_{ch}} = P_0/\hat{v}_{DC}$ .  $P_0$  étant la puissance absorbée par l'onduleur. Une troisième variable d'état sera considérée pour le modèle réduit (15)  $x_V = \int (v_c - v_c^*)d\tau$  qui correspond à un terme intégrale pour rejeter les éventuelles erreurs de modélisation. La quantité  $v_c^*$  représente quant à elle la référence de la somme des tensions capacitatives. Dans les articles traitant de la commande glissante en boucle fermée de l'onduleur à Z-source [11]-[12], les techniques mises en œuvre utilisent une méthode directe agissant sur l'état de la commande logique  $u(t)$ . Dans cet article, une méthode indirecte est employée et permet de raisonner sur le modèle moyen (15). Elle retourne alors le rapport cyclique  $d$  continu et les bruits de mesures dus au découpage sont réduits. Le modèle (15) peut s'écrire sous forme d'état selon :

$$\frac{dX}{dt} = AX + Bd + C \quad (16)$$

Avec :

$$X = \begin{pmatrix} i_L \\ v_c \\ x_V \end{pmatrix}, A = \begin{pmatrix} -r_L/L & -1/L & 0 \\ 1/C & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}, B = \begin{pmatrix} \frac{2(v_c - v_s)}{L} \\ -\frac{2i_L}{C} \\ 0 \end{pmatrix}, \text{ et } C = \begin{pmatrix} \frac{2v_s}{L} \\ -2\frac{\overline{I_{ch}}}{C} \\ -v_c \end{pmatrix}$$

#### 3.2.1 Surface de glissement

Tout contrôle par mode glissant s'établit par le choix d'une *surface de glissement*  $S$  sur laquelle les grandeurs d'état du système sont amenées à converger. Par exemple, la forme (17) sera choisie pour cet article.

$$S(i_L, v_c, x_V) = k_1(i_L - i_L^*) + k_2(v_c - v_c^*) + k_3x_V = G(X - X^*) \quad (17)$$

Avec  $G = (k_1 \quad k_2 \quad k_3)$  et  $X^* = (i_L^* \quad v_c^* \quad 0)^T$ .

#### 3.2.2 Loi de ralliement à zéro de la surface de glissement

Après le choix d'une surface de glissement  $S$ , une loi de comportement, appelée aussi loi de ralliement est proposée pour faire converger la surface de glissement à zéro. Par exemple, le choix d'une loi de la forme (18) est retenu [13].

$$\frac{dS}{dt}(i_L, v_c, x_V) = \frac{-\lambda S(i_L, v_c, x_V)}{T_1} - \frac{Q \text{Sign}(S(i_L, v_c, x_V))}{T_2} = G \left( \frac{dX}{dt} - \frac{dX^*}{dt} \right) \quad (18)$$

La solution de (18) avec le terme  $T_1$  et sans le terme  $T_2$  permet de faire converger la surface de glissement vers zéro avec un comportement de type exponentiel lorsque les variables d'état se situent au voisinage de leur valeur de référence. Le terme  $T_2$  permet quant à lui d'agir lorsque le système s'éloigne trop de sa référence. Il permet une convergence linéaire rapide vers son voisinage.

#### 3.2.3 Génération du rapport cyclique de court-circuit $d$

A partir de (16), (17) et (18), l'expression du rapport cyclique cherché est donnée par :

$$d = (G \cdot B)^{-1} \cdot \left( -\lambda S(X) - Q \text{Sign}(S(X)) - G \cdot A \cdot X - G \cdot C + G \cdot \frac{dX^*}{dt} \right) \quad (19)$$

Les paramètres  $k_1, k_2, k_3$  et  $\lambda$  sont choisis de manière à respecter les critères classiques de stabilité du système contrôlé. Pour cela, il suffit de réinjecter la valeur (19) du rapport cyclique dans l'expression du modèle (16) et d'étudier les valeurs propres de sa matrice jacobienne. Le but de cet article n'étant pas le dimensionnement de la méthode de contrôle, les détails ne seront pas donnés ici.

### 3.3 Génération de la référence de tension crête du bus continu $\hat{v}_{DC}^*$ pour son adaptation à la vitesse de la machine

Pour adapter la tension du bus continu d'un onduleur à Z-source à la demande en puissance de la machine, il est possible d'établir le lien entre les tensions alternatives de commande (issues de  $v_a^*$  et  $v_q^*$ ) et la tension du bus continu  $\hat{v}_{DC}$  de l'onduleur de manière à maintenir la contrôlabilité de la machine. Cette relation est donnée en exprimant l'amplitude maximale  $V_{eff}\sqrt{2}$  des tensions triphasées qu'il est possible de reconstituer à partir de la tension disponible du bus continu  $\hat{v}_{DC}$ . En MLI intersective, cette amplitude maximale ne peut excéder  $\hat{v}_{DC}/2$  pour rester en zone de fonctionnement linéaire de la MLI [7].

$$V_{eff}\sqrt{2} = M \cdot \frac{\hat{v}_{DC}}{2} \quad (20)$$

$M$  est appelée la profondeur de modulation et comprise dans l'intervalle  $[0,1]$ .  $M = 1$  signifie que l'onduleur fonctionne à la limite de linéarité de la MLI. En d'autres termes, cela signifie que l'amplitude des tensions de référence  $v_a^*, v_b^*$  et  $v_c^*$  est exactement égale à l'amplitude de la porteuse  $p(t)$ . De manière à ne pas surdimensionner la tension de bus, la profondeur de modulation  $M$  est adaptée pour que le rapport cyclique de court-circuit d'onduleur  $d$  remplace quasiment la durée des états zéros, soit  $d = 1 - \sqrt{3}/2 \cdot M$  d'après (8). Ainsi, en reprenant le taux d'élévation (3) et en remplaçant  $d$  par l'expression précédente, la tension de référence  $\hat{v}_{DC}^*$  est établie selon le développement (21).

$$\hat{v}_{DC}^* = \frac{v_s}{1 - 2d} = \frac{v_s}{1 - 2 \cdot \left( 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot \frac{V_{eff}\sqrt{2}}{\left(\frac{\hat{v}_{DC}^*}{2}\right)} \right)} \quad (21)$$

$$\text{Soit : } \boxed{\hat{v}_{DC}^* = 2\sqrt{3} \cdot V_{eff}\sqrt{2} - v_s}$$

Il est à présent possible d'exprimer la tension crête  $V_{eff}\sqrt{2}$  à partir du modèle  $dq$  de la machine selon (22).

$$V_{eff}\sqrt{2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{v_d^{*2} + v_q^{*2}} \quad (22)$$

A l'aide des équations (9) écrites en régime permanent, on établit finalement le lien entre la tension du bus continu et la vitesse de la machine :

$$V_{max}(\Omega) = V_{eff}\sqrt{2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sqrt{\left( p\Omega l_q \frac{T_L + f\Omega}{p\psi_f} \right)^2 + \left( p\Omega\psi_f + r_s \frac{T_L + f\Omega}{p\psi_f} \right)^2} \quad (23)$$

$$\hat{v}_{DC}^* = (2\sqrt{3} \cdot V_{max}(\Omega) - v_s) \cdot \beta$$

Le coefficient  $\beta$  représente un coefficient de sécurité de manière à surdimensionner légèrement la tension de bus pour éviter toute perte de contrôlabilité de la machine.

**Tableau 1. Paramètres de la machine**

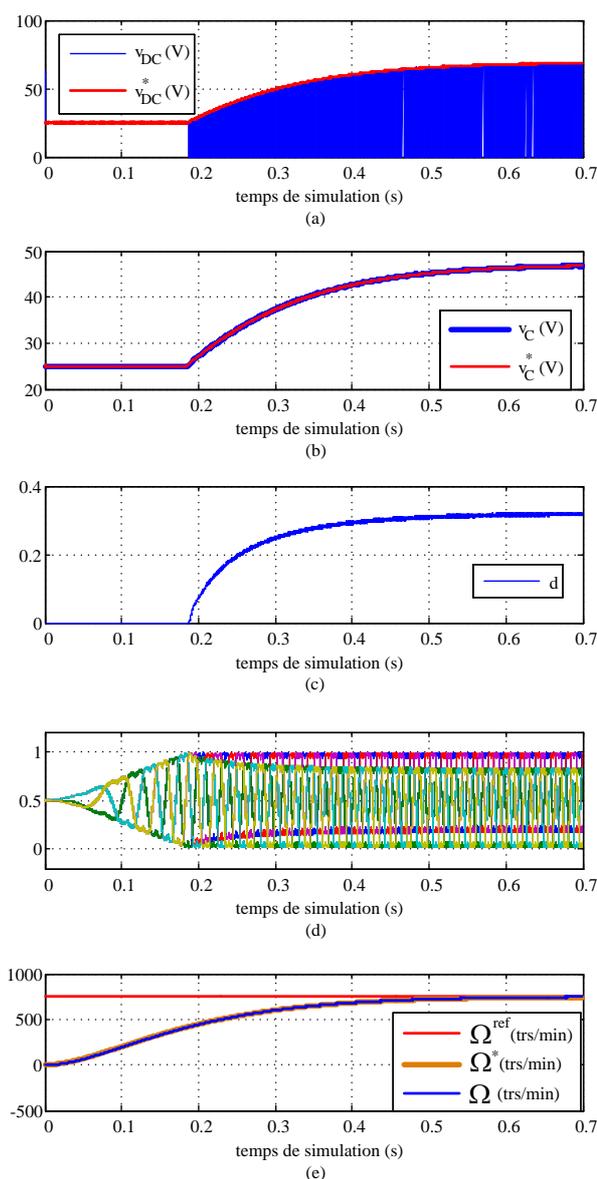
$l_d = l_q$	$4.7 \cdot 10^{-3}$ H	Inductances statoriques
$J$	$490 \cdot 10^{-7}$ kg.m <sup>2</sup>	Coefficient d'inertie
$p$	4	Nombre de paires de pôles
$\psi_f$	0.085 Wb	Flux des aimants permanents
$f$	0.01 Nms	Frottements visqueux
$r_s$	1.8 $\Omega$	Résistance statorique

## 4. Validations par simulation et résultats expérimentaux

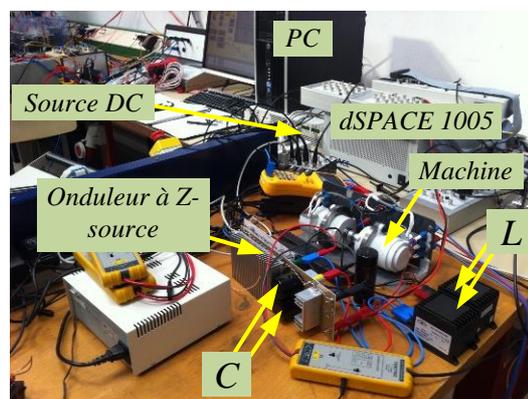
De manière à valider la commande globale d'adaptation de la tension de bus proposée ainsi que l'algorithme d'insertion des court-circuits dans le schéma de MLI, une simulation est conduite sous Matlab/Simulink. Les paramètres de la machine sont identiques à ceux du banc expérimental et résumés dans le Tableau 1. Les résultats de simulation sont présentés en Figure 8 où un démarrage de machine et l'atteinte du régime permanent sont étudiés. L'interprétation des résultats doit être menée ainsi : tant que la tension de source  $v_s$  est suffisante pour contrôler la machine, le rapport cyclique d'élevation  $d$  de l'onduleur à Z-source est maintenu à zéro (Figure 8(c)). Ainsi, aucun court-circuit de bras n'est ajouté. La partie continue de l'onduleur à Z-source se comporte alors comme un simple filtre passif. Lorsque la référence de vitesse atteint une valeur pour laquelle le contrôle n'est plus possible (environ 490 trs/min sur la Figure 8(e)), le rapport cyclique commence à s'adapter à la vitesse et insère des états de court-circuit, ce qui induit l'élévation de la tension du bus continu. L'insertion des états de court-circuit est observable sur les rapports cycliques de référence envoyés en comparaison en MLI pour génération des signaux de commande (Figure 8(d)). Ces rapports cycliques représentent en fait la durée des commandes  $C_a^h, C_a^b, \dots$  pendant une période de découpage  $T$ . Il est intéressant d'observer que lors de l'insertion des court-circuits, la tension du bus continu devient discontinue et évolue entre zéro et la valeur  $\hat{v}_{DC}$  que voit la machine. Comme en témoignent les Figures 8(a) et 8(b), la tension  $v_{DC}$  et la somme des tensions capacitives  $v_C$  s'adaptent bien à la demande en puissance de la machine. Cela permet de valider le contrôle proposé.

Afin de confirmer ces résultats de validation, un banc expérimental est réalisé (Figure 9). Il se compose d'une machine synchrone à aimants permanents et d'un onduleur à Z-source dont les éléments passifs ont été choisis comme suit :  $L = 500 \mu\text{H}$  et  $C = 680 \mu\text{F}$ . Les fréquences de découpage et d'échantillonnage sont fixées à 10 kHz. Le contrôle global est implanté dans un processeur de type dSPACE 1005 programmable sous Simulink. Une carte FPGA DS5203 supplémentaire a été utilisée pour générer la MLI modifiée et insérer les court-circuits. Cette carte FPGA est programmée via le RTI FPGA Programming Blockset de l'environnement dSPACE grâce au Xilinx System Generator. Les applications dans le processeur et dans le FPGA travaillent simultanément. La machine synchrone utilisée est couplée avec une machine identique qui débite dans une résistance triphasée pour générer un couple de charge de type visqueux.

En Figure 10(a), les rapports cycliques de référence pour générer les commandes des six interrupteurs de l'onduleur sont représentés. Ils confirment la validité de l'algorithme d'insertion des états de court-circuit lorsque la tension de source n'est plus suffisante pour maintenir la contrôlabilité de la machine. En Figure 10(b), la trajectoire type second ordre de la réponse en vitesse est vérifiée de même que la génération du rapport cyclique qui n'évolue que lorsque la tension doit être élevée. La somme des tensions capacitives  $v_C$  ainsi que la tension du bus continu  $v_{DC}$  sont

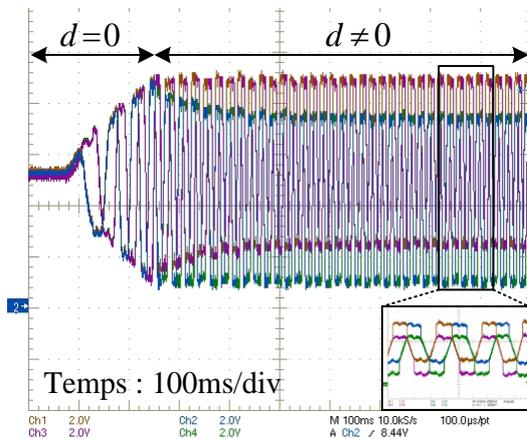


**Figure 8 : Résultats de simulation, démarrage de la machine – (a) Tension du bus continu – (b) Somme des tensions capacitives – (c) Rapport cyclique d'élevation – (d) Rapport cycliques de référence des signaux de commande – (e) Vitesse mécanique de la machine.**

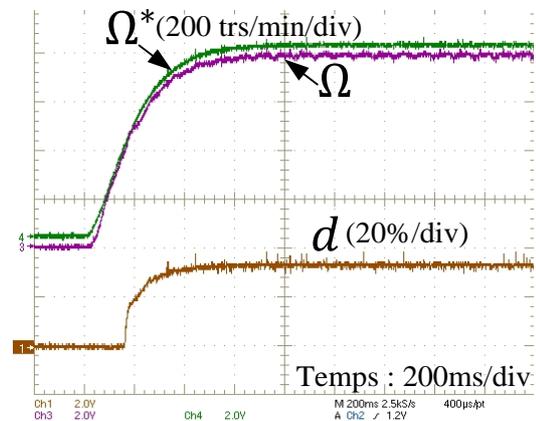


**Figure 9 : Banc expérimental.**

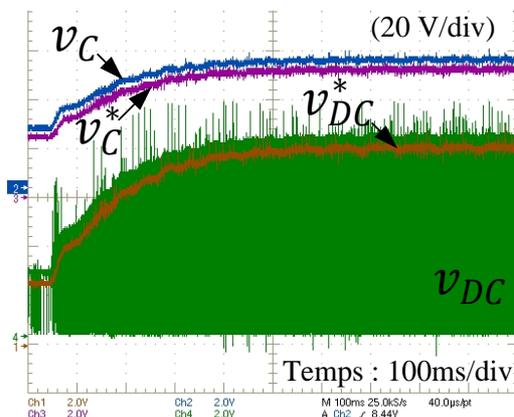
représentées en Figure 10(c). Les résultats permettent de valider l'adaptation de  $v_{DC}$  au profil de vitesse. Il est à noter la discontinuité de la tension lors des instants d'insertion des court-circuits de bras. La réponse à un profil arbitraire de vitesse est enfin présentée en Figure 10(d). Ce résultat témoigne de l'adaptation du rapport cyclique ainsi que de la tension  $v_C$  au profil.



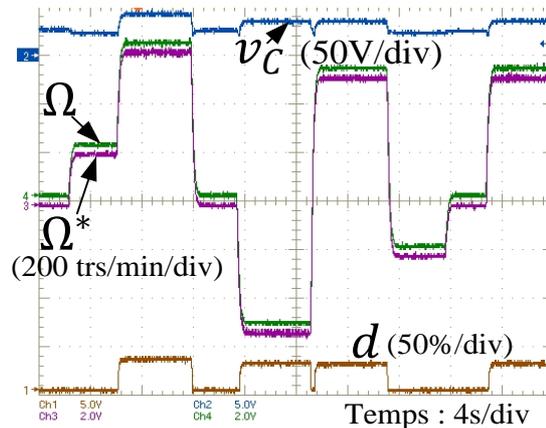
(a) Rapports cycliques de référence des signaux de commandes



(b) Etude d'un démarrage de machine



(c) Réponse transitoire de la somme des tensions capacitives et de la tension du bus



(d) Réponse à un profil de vitesse avec inversion

Figure 10 : Résultats expérimentaux pour la validation de l'adaptation de la tension du bus continu en fonction de la vitesse mécanique de la machine et l'insertion des états de court-circuit.

La Figure 11 présente une étude de rendement menée sur le système global pour trois tensions de source  $v_s$  et différents points de fonctionnement (vitesses). Pour chacune des tensions de source, deux courbes de rendement sont tracées. La première (avec cercles) est celle obtenue avec la stratégie d'adaptation de la tension de source alors que la seconde est obtenue en élevant dès le départ la tension du bus correspondant à la tension nécessaire pour atteindre la vitesse max 1500 trs/min. Les résultats montrent que la stratégie proposée permet d'améliorer considérablement le rendement de l'onduleur à Z-source car les pertes sont dépendantes de la valeur du rapport cyclique  $d$  injecté [14].

## 5. Conclusion

Dans cet article a été présentée une méthode de contrôle capable d'adapter de manière continue la tension aux bornes d'un onduleur à Z-source alimentant une machine synchrone à aimants. La tension d'entrée étant

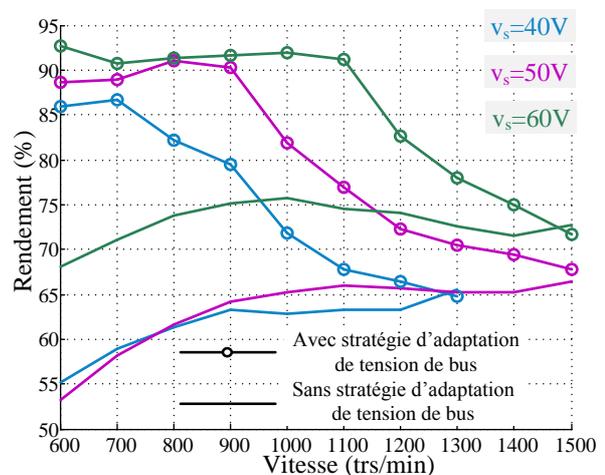


Figure 11 : Etude de rendement avec et sans stratégie d'adaptation de la tension du bus continu d'un onduleur à Z-source

dépendante de la vitesse de la machine, une commande de type platitude a été proposée de manière à pouvoir imposer des trajectoires de variables maîtrisées. Les résultats de simulation ont permis de valider la commande de la machine en transitoire. Ils ont été corroborés expérimentalement et l'intérêt de l'adaptation dans le cas d'un onduleur à Z-source a été mis en lumière à travers des études de rendement pour différents points de fonctionnement du moteur et différentes tensions de source.

## Références

- [1] F.Z. Peng, "Z-source inverter", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 39, no. 2, pp. 504-510, (2003).
- [2] F.Z. Peng, X. Yuan, X. Fang, and Z. Qian, "Z-source inverter for adjustable speed drives", *IEEE Power Electronics Letters*, Vol. 1, no. 2, pp. 33-35, (2003).
- [3] F.Z. Peng, A. Joseph, J. Wang, M. Shen, L. Chen, Z. Pan, E. Ortiz-Rivera, and Y. Huang, "Z-source inverter for motor drives", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 20, no. 4, pp. 857-863, (2005).
- [4] J. Anderson, and F.Z. Peng, "Four quasi-Z-source inverters", in *Power Electron. Spec. Conf. (PESC)*, pp. 2743-2749, (2008).
- [5] W. Qian, F.Z. Peng, and H. Cha, "Trans-Z-Source Inverters", *IEEE Trans. Power Electron.*, pp. 3453-3463, (2011).
- [6] Poh Chiang Loh, D.M. Vilathgamuwa, Y.S. Lai, Geok Tin Chua, and Y. LI, "Pulse-width modulation of Z-source inverters", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 20, no. 6, pp 1346-1355, (2005).
- [7] M. Zelechowski, "Space Vector Modulated, Direct Torque Controlled (DTC SVM) Inverter, Fed Induction Motor Drive", Ph. D thesis, Warsaw University of Technology, Poland, (2005).
- [8] M. Fliess, J. Lévine, P. Martin, and P. Rouchon, "Flatness and defect of non-linear systems: introductory theory and examples", *International Journal of Control*, pp. 1327-1361, (1995).
- [9] J. Lévine, *Analysis and Control of Nonlinear Systems: A Flatness-based Approach*. Springer, (2009).
- [10] O. Ellabban, J. Van Mierlo, and P. Lataire, "Control of a bidirectional Z-source Inverter for Electric Vehicle Applications in Different Operation Modes", *Journal of Power Electronics*, pp. 120-131, (2011).
- [11] J. Liu, S. Jiang, D. Cao, X. Lu, and F.Z. Peng, "Sliding-mode control of quasi z-source inverter with battery for renewable energy system", in *Applied Power Electron. Conf. Exp. (APEC)*, pp. 442-449, (2011).
- [12] A.H. Rajaei, S. Kaboli, and A. Emadi, "Sliding-mode control of z-source inverter", In *Ind. Electron. Conf. (IECON)*, pp. 947-952, (2008).
- [13] E. Monmasson, *Commande rapprochée de convertisseur statique 2, contrôle en courant*. Hermes Sciences Publications, (2009).
- [14] A. Battiston, J.P. Martin, E.H. Miliani, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, and F. Meibody-Tabar, "Comparison Criteria for Electric Traction System Using Z-source/Quasi Z-source Inverter and Conventional Architectures" *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, (2014).