



**HAL**  
open science

# Commande prédictive par sélection de méthodes de MLI pour un compromis entre pertes par commutation et distorsion de courant

Martin Gendrin, Jean-Yves Gauthier, Xuefang Lin-Shi

► **To cite this version:**

Martin Gendrin, Jean-Yves Gauthier, Xuefang Lin-Shi. Commande prédictive par sélection de méthodes de MLI pour un compromis entre pertes par commutation et distorsion de courant. JCGE, Jun 2014, Saint-Louis, France. hal-01083925

**HAL Id: hal-01083925**

**<https://hal.science/hal-01083925v1>**

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.

# Commande prédictive par sélection de méthodes de MLI pour un compromis entre pertes par commutation et distorsion de courant

Martin Gendrin, Jean-Yves Gauthier, Xuefang Lin-Shi

Laboratoire Ampère, Université de Lyon, Institut National des Sciences Appliquées  
21 avenue Jean Capelle, 69621 Villeurbanne, France  
*martin.gendrin@insa-lyon.fr*

**RESUME** – La technique de commande prédictive à ensemble de commande fini fait preuve d'une adaptabilité et d'une capacité à prendre en compte l'aspect discret des systèmes de commande des convertisseurs. Cependant elle présente un certain nombre de limitations. Le contenu fréquentiel qu'elle engendre est variable et, pour une faible consigne de tension, sa précision et la qualité du courant qu'elle impose sont limitées par la période d'échantillonnage. Pour parer à ces inconvénients, nous proposons dans cet article une technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) qui possède un contrôleur prédictif, utilisable pour une commande à fréquence fixe basée sur MLI. Le contrôleur sélectionne, parmi un ensemble donné, la méthode de MLI à appliquer au convertisseur qui aboutit au meilleur compromis entre les pertes par commutation et la distorsion harmonique de courant de charge. Les résultats de simulation réalisés montrent que des réductions de distorsion harmonique et de pertes par commutation probantes peuvent être obtenues.

**ABSTRACT** – It is commonly known that the Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC), despite its good adaptability and capacity to take into account the discrete characteristics of control systems, suffers from a variable frequency spectrum and a limited current quality and low-voltage precision for a given sample time. To counterpart those disadvantages, this paper presents a novel FCS-MPC based hybrid Pulse Width Modulation (PWM) technique, that uses the FCS-MPC theory to select the PWM method applied on an inverter at each sample time. A trade-off between the minimization of the switching losses and load current distortion permits to choose in the finite set of PWM methods. Simulation results are presented to support the developed technique and show some promising characteristics with appreciable reduction of the switching losses.

**MOTS-CLES** : Convertisseurs, Commande prédictive, technique de MLI hybride.

## 1. Introduction

En électronique de puissance, et particulièrement pour les systèmes embarqués, le rendement global de l'association convertisseur/charge est de première importance. Celui-ci peut être optimisé, entre autres, par une réduction des pertes par commutations ou par une diminution de la distorsion harmonique de courant.

La commande prédictive à ensemble de commande fini (FCS-MPC) s'adapte particulièrement bien à cette problématique, et a été utilisée pour différents convertisseurs [1][2][3]. Basé sur un modèle discret de la charge et sur l'ensemble fini des états de commutation du convertisseur, le contrôleur sélectionne l'état qui minimise une fonction de coût définie par l'utilisateur à chaque période d'échantillonnage. La sortie du contrôleur est un état de commutation du convertisseur. Cette structure a été mise à profit dans beaucoup de systèmes d'entraînement [4][5][6][7]. L'adaptabilité de sa fonction de coût permet de mettre l'accent sur le rendement de l'ensemble convertisseur/charge [2]. Cependant, le contenu fréquentiel variable qu'elle engendre et sa fréquence de commutation limitée par la période d'échantillonnage sont deux désavantages majeurs.

La commande *Dead-Beat* est un autre type de commande prédictive qui permet de se soustraire à ces inconvénients [8][9]. Dans cette méthode, le modèle discret de la charge est utilisé pour le calcul de la tension à appliquer de manière à annuler l'erreur de courant en un pas d'échantillonnage. La sortie du contrôleur est alors un vecteur de tension  $V_{ref}$  qui est appliqué par MLI au convertisseur. Cette méthode d'imposition de tension autorise une fréquence de commutation fixe et plus importante par rapport à la FCS-MPC pour une période d'échantillonnage donnée.

Plusieurs méthodes de MLI différentes permettent d'imposer un  $V_{ref}$  à un convertisseur donné. Chacune possède une ondulation du courant de charge et un facteur de pertes par commutation spécifiques. Dans le cas d'un onduleur à trois bras et deux niveaux, des techniques hybrides de MLI commutant entre plusieurs méthodes de MLI ont été développées. Ces techniques choisissent, pour un point de fonctionnement donné, la méthode de MLI à appliquer pour minimiser soit les ondulations de courant [10][11][12], soit le rendement global par l'intermédiaire des ondulations de

courant et des pertes par commutation [13][14]. Ces techniques hybrides présentent une piste d'optimisation de rendement intéressante, mais leur structure basée sur un partitionnement de secteur entraîne une rigidité contraignante.

Cet article s'intéresse aux techniques hybrides de MLI pour imposer un  $V_{ref}$  fourni par une boucle de commande en amont, comme par exemple une commande *Dead-Beat*, non traitée ici. Notre approche est basée sur une FCS-MPC qui permet un compromis en temps réel entre les distorsions de courant de charge et les pertes par commutation du convertisseur quelque soit le point de fonctionnement considéré. Elle aboutit ainsi à une amélioration du rendement global accessible également par les techniques de MLI hybrides tout en gardant la flexibilité des FCS-MPC. La suite de l'article est organisée de la manière suivante. La section 2 décrit les facteurs de distorsion de courant et de pertes par commutation spécifiques aux différentes méthodes de MLI. La section 3 rappelle le concept de la FCS-MPC avec ses avantages et ses inconvénients puis pose les bases de notre approche. La section 4 présente la technique hybride de MLI basée sur la FCS-MPC que nous proposons et son implémentation, et la section 5 donne des résultats de simulation.

## 2. Distorsions de courant et pertes par commutations des différentes méthodes de MLI

### 2.1 Principe de base d'une MLI vectorielle

La structure standard d'un onduleur à deux niveaux comprend trois bras constitués chacun de deux montages parallèles diode/transistor bipolaire à grille isolée. Les deux transistors d'un bras recevant des consignes complémentaires au temps mort près, il résulte de cette topologie huit états de commutation différents. Ceux-ci sont listés dans le tableau 1 et sont définis par l'état des transistors hauts des trois bras, avec un (+) correspondant à un transistor fermé et un (-) à un transistor ouvert.

**Tableau 1. Les huit états de commutation possibles sur l'onduleur à trois bras deux niveaux**

	$u_A$	$u_B$	$u_C$
(0)	-	-	-
(1)	+	-	-
(2)	+	+	-
(3)	-	+	-
(4)	-	+	+
(5)	-	-	+
(6)	+	-	+
(7)	+	+	+

Parmi les états de commutation du tableau 1, seulement six peuvent aboutir à la création d'un système triphasé de tensions non-nulles sur la charge, et sont alors représentés dans le repère de Concordia par des vecteurs d'amplitude non-nulle. La normalisation utilisée dans le repère de Concordia, appelé aussi repère statorique, est de  $2/3 V_{DC}$  et va être dorénavant utilisée dans le reste de l'article. Les états de commutation (0) et (7) aboutissent tous les deux à la création d'un vecteur d'amplitude zéro dans le repère de Concordia, c'est-à-dire à la création d'un système triphasé de tensions nulles sur la charge.

Dans une MLI vectorielle, la consigne de tension à appliquer en sortie de l'onduleur est représentée dans le plan de Concordia par un vecteur  $V_{ref}$  d'amplitude  $v_{ref}$  et de déphasage  $\alpha$ . De manière à imposer le système de tension résultant d'un tel vecteur, les deux vecteurs actifs ((1) à (6)) les plus proches de la référence vont être appliqués pour des temps  $T_1$  et  $T_2$  spécifiques, le vecteur zéro ((0) ou (7)) étant utilisé pour le reste de la période de MLI. Ainsi, le système de tensions triphasé obtenu égale le système de tensions de référence en valeur moyenne sur une période de MLI  $T_{MLI}$ . Par exemple, pour un  $\alpha$  compris entre  $0^\circ$  et  $60^\circ$ , donc entre les états de commutation (1) et (2), les temps d'application des différents états de commutation  $T_1, T_2$  et  $T_z$  sont calculés de la manière suivante :

$$\begin{aligned}
 T_1 &= v_{ref} \frac{\sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \cdot T_{MLI} \\
 T_2 &= v_{ref} \frac{\sin(\alpha)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \cdot T_{MLI} \\
 T_z &= T_{MLI} - T_1 - T_2
 \end{aligned} \tag{1}$$

Il existe alors plusieurs possibilités d'application d'un seul  $V_{ref}$ . D'une part, le vecteur zéro peut être appliqué par deux états de commutation différents et, d'autre part, l'application d'un vecteur actif peut être divisée en plusieurs fois au cours d'une période de MLI. En considérant les contraintes qu'au plus trois commutations peuvent avoir lieu pendant la demi-période de MLI et que seulement une phase peut commuter pendant un changement d'état de commutation, il existe alors 7 couples de séquences complémentaires possibles sur une demi-période. Ces couples de séquences complémentaires, listés ci-dessous, vont être définis comme "séquences" dans le reste de l'article pour des raisons pratiques :

- (0127;7210) la séquence conventionnelle utilisée pour une MLI vectorielle standard. Elle répartit le temps d'application du vecteur nul équitablement entre les états de commutation (0) et (7);
- (012;210) et (721;127), les séquences de blocage qui utilisent soit l'état de commutation (0), soit le (7). Un blocage d'une phase à un des potentiels du bus DC en résulte;
- (0121;1210), (1012;2101), (2721;1272) et (7212;2127) les séquences spéciales qui sont dérivées des séquences de blocage et induisent une double commutation d'un des vecteurs actifs.

Pour mieux illustrer notre propos, cet article se focalise sur la séquence conventionnelle et les séquences de blocage. La figure 1 présente l'application d'un point de fonctionnement en sortie de l'onduleur par la séquence conventionnelle (0127;7210) et les deux séquences de blocages (012;210) et (721;127) prises en compte dans cet article.

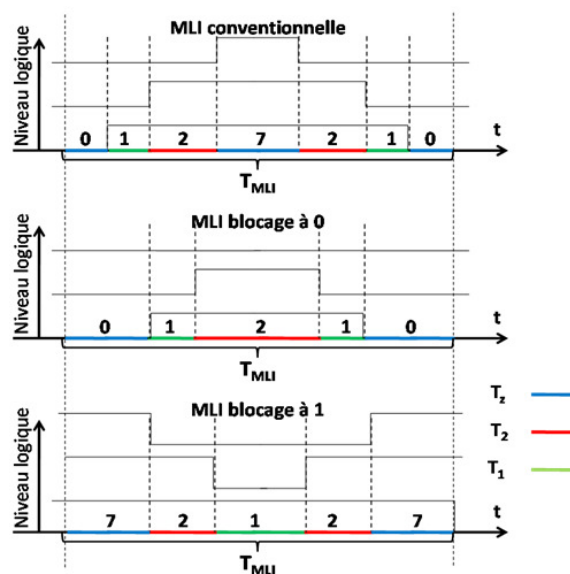


Figure 1 : Application d'un point de fonctionnement avec, en haut, la séquence conventionnelle (0127;7210), au milieu, la séquence de blocage (012;210) et, en bas, la séquence de blocage (721;127)

## 2.2 Facteur de distorsion

On considérera le cas d'une charge inductive avec une distorsion harmonique de faible amplitude par rapport au fondamental du courant. Comme mentionné précédemment, chaque séquence aboutit, en valeur moyenne, à imposer le même système de tensions triphasé représenté par  $V_{ref}$ . Cependant, en instantané, le vecteur d'erreur de tension est spécifique à chaque séquence et son intégrale, définie comme l'ondulation de flux statorique, est une mesure de la distorsion de courant induite par la séquence utilisée. Ce vecteur est usuellement exprimé dans un repère d-q dont l'axe q est aligné à  $V_{ref}$ . L'équation (2) permet alors d'obtenir la valeur efficace de l'ondulation de flux statorique grâce aux composantes d et q de l'erreur de tension :

$$F_{SEQ} = \frac{T_{MLI}}{2} \sqrt{C_{0(SEQ,\alpha)} \cdot v_{ref}^2 + C_{1(SEQ,\alpha)} \cdot v_{ref}^3 + C_{2(SEQ,\alpha)} \cdot v_{ref}^4} \quad (2)$$

Dans cette équation,  $SEQ$  représente la séquence utilisée dans la période de MLI, les fonctions  $C_{i(SEQ,\alpha)}$  sont tirées de [14].

Grâce à l'équation (2) et à la valeur de l'inductance de la charge, il est possible d'obtenir la valeur efficace des distorsions de courant  $\Delta I_{SEQ}$  sur une période de MLI par dénormalisation de  $F_{SEQ}$  et par division du résultat par la valeur de l'inductance. La figure 2 donne la valeur de l'ondulation de courant en fonction de  $v_{ref}$  (normalisée à 2/3 de la tension du bus continu) et de  $\alpha$  pour les trois séquences considérées. Elle démontre clairement qu'un changement de séquence en temps réel peut aboutir à une réduction de la distorsion de courant, particulièrement pour des fortes valeurs de  $v_{ref}$ .

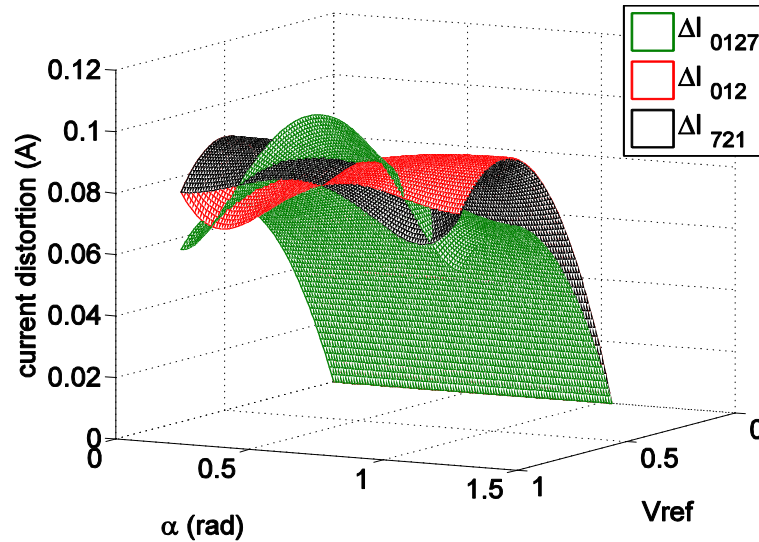


Figure 2 : Facteur de distorsion de courant en fonction de  $v_{ref}$  et de  $\alpha$  pour les trois séquences considérées

### 2.3 Facteur de pertes par commutation

Outre les distorsions de courant, les pertes par commutation sont représentatives des pertes globales dans l'ensemble onduleur/charge. Les séquences se différencient aussi bien par leur période de MLI que par le nombre de commutations qu'elles impliquent. Un facteur de pertes par commutation est donc spécifiquement défini pour chaque séquence comme la somme des pertes dans chaque bras sur une période de MLI, comme le montre l'équation (3).

$$\begin{aligned}
 P_{0127} &= \frac{1}{T_{MLI}} \cdot V_{DC} \cdot \gamma \cdot \frac{t_{on} + t_{off}}{2} \cdot (|i_A| + |i_B| + |i_C|) \\
 P_{012} &= \frac{2}{3 \cdot T_{MLI}} \cdot V_{DC} \cdot \gamma \cdot \frac{t_{on} + t_{off}}{2} \cdot (|i_I| + |i_J|) \\
 P_{721} &= \frac{2}{3 \cdot T_{MLI}} \cdot V_{DC} \cdot \gamma \cdot \frac{t_{on} + t_{off}}{2} \cdot (|i_I| + |i_J|)
 \end{aligned} \tag{3}$$

Dans ces équations, les pertes par commutation  $P_{0127}$  sont égales à la somme des pertes par commutation des trois bras.  $V_{DC}$  correspond à la tension du bus DC,  $t_{on}$  et  $t_{off}$  sont les temps d'amorçage et de blocage des transistors utilisés,  $\gamma$  est un facteur spécifiant la forme des courants dans les transistors pendant l'amorçage et le blocage. Pour les séquences de blocage, les pertes par commutation  $P_{012}$  et  $P_{721}$  sont égales à la somme des pertes par commutation dans les deux bras commutant, avec  $I$  et  $J = A, B$  ou  $C$  dépendamment du point de fonctionnement.

Les facteurs de distorsion et de pertes par commutation sont liés à une partie des pertes de l'association onduleur/charge. En les prenant en compte dans la commande, il est possible de les réduire, et donc d'augmenter le rendement global. La FCS-MPC offre une possibilité d'effectuer cette optimisation, comme nous allons le voir dans la section suivante.

## 3. Commande prédictive à ensemble de commande fini (FCS-MPC)

### 3.1 Principe de la FCS-MPC

La commande prédictive à ensemble de commande fini est particulièrement adaptée aux systèmes de contrôle qui possèdent un ensemble discret de sorties, comme l'explique [15]. Grâce à la mesure du vecteur d'états  $x(k)$ , le contrôleur calcule la valeur prédite du vecteur d'états après une période d'échantillonnage  $x(k+1)$  en se basant sur le modèle de la charge pour chaque sortie possible du système de contrôle. Toutes les valeurs prédites obtenues et le vecteur d'états de référence sont intégrés dans une fonction de coût défini par l'utilisateur. La sortie du système de contrôle qui minimise cette fonction de coût va être sélectionnée et appliquée. La figure 3 présente un schéma-bloc décrivant ce principe de base.

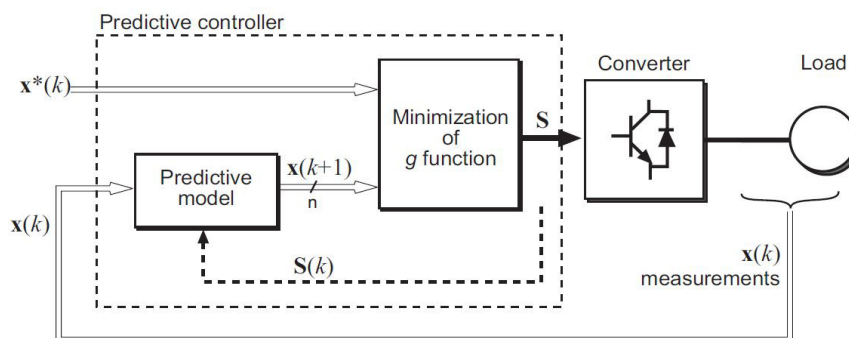


Figure 3 : Principe de base de la FCS-MPC pour une association standard convertisseur/charge [16]

### 3.2 FCS-MPC utilisée sur un onduleur pour commander une machine synchrone à aimants permanents

La FCS-MPC est un mode de commande très approprié aux onduleurs à trois bras et deux niveaux du fait du nombre fini d'états de commutation de ces derniers. Le contrôleur, dans ce cas, choisit à chaque pas d'échantillonnage  $T_s$  l'état de commutation à appliquer qui minimise une fonction de coût définie par l'utilisateur. Dans le domaine de la commande de machine synchrone à aimants permanents (MSAP), la littérature propose plusieurs implémentations de FCS-MPC. Dans un premier temps, un contrôleur de courant FCS-MPC basique a été proposé dans [4]. Une bonne dynamique a été obtenue, comme le montre la comparaison menée dans [15] entre cette commande et les commandes usuelles. L'adaptabilité de la FCS-MPC a ensuite été mise en lumière par la modification de la fonction de coût du contrôleur précédemment évoqué de manière à imposer un certain contenu fréquentiel [5]. Ce type de contrôleur de courant peut ensuite être intégré dans une structure en cascade de manière à effectuer une régulation de vitesse [6].

### 3.3 Désavantages de la FCS-MPC

Malgré sa bonne dynamique et sa grande adaptabilité, la FCS-MPC possède un inconvénient important. La valeur minimale du temps entre deux commutations successives est égale à la période d'échantillonnage. Ainsi pour aboutir à une bonne précision dans la commande, il est nécessaire d'imposer une fréquence d'échantillonnage relativement importante, ce qui n'est pas le cas pour une commande utilisant une MLI. Pour mettre en évidence cette différence, la figure 4 présente l'application d'une très basse tension en régime permanent avec les deux types de commandes. Si le rapport cyclique résultant de la commande avec MLI est de 5%, la fréquence d'échantillonnage de la commande FCS-MPC doit être alors 20 fois supérieure à celle de la commande avec MLI pour atteindre la même précision. Ainsi si la fréquence de MLI est donnée à 10kHz, une fréquence de 200kHz est requise pour une commande FCS-MPC.

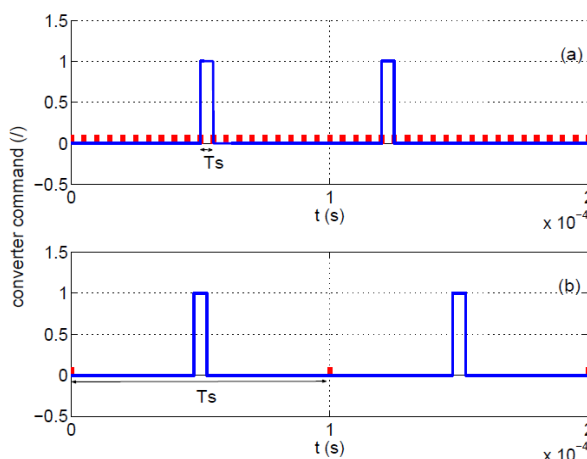


Figure 4 : Exemple d'application d'une tension très faible à l'onduleur en régime permanent avec en haut la commande FCS-MPC et en bas la commande avec MLI

Ce désavantage de la FCS-MPC entraîne une explosion de la charge de calcul nécessaire pour égaler la précision d'une commande à MLI.

### 3.4 Notre approche

En raison des désavantages cités précédemment, cet article propose une technique hybride de MLI pour imposer la consigne de tension à l'onduleur. Cette technique intègre un contrôleur FCS-MPC qui considèrera comme modèle discret de la charge l'association des deux facteurs développés dans la section 2 et, comme ensemble de commande fini, les différentes séquences de MLI. Il sélectionne alors la séquence de MLI à utiliser pour appliquer la consigne de tension en sortie de l'onduleur par compromis entre pertes par commutation et distorsion de courant. La section 4 décrit le développement de notre technique hybride de MLI.

## 4. Technique hybride de MLI basée sur la FCS-MPC

La technique hybride de MLI basée sur la FCS-MPC permet de sélectionner en temps réel la séquence de MLI à utiliser par compromis entre les pertes par commutation et les distorsions de courant. La figure 5 présente l'implémentation de cette technique. Elle reçoit, comme entrée, à chaque pas d'échantillonnage  $T_s$ , le vecteur de tension de référence  $V_{ref}(k)$  à imposer à l'onduleur. Grâce à ce vecteur, le contrôleur FCS-MPC définit les prédictions des facteurs de pertes par commutation  $P_{SEQ}(k+1)$  et de distorsion de courant  $\Delta I_{SEQ}(k+1)$  pour les séquences (0127;7210), (012;210) et (721;127). Les prédictions sont ensuite intégrées dans la fonction de coût  $g(P_{SEQ}(k+1), \Delta I_{SEQ}(k+1))$  définie par l'équation (4), avec  $\beta$  un facteur de pondération qui permet de situer le compromis.

$$g(P_{SEQ}(k+1), \Delta I_{SEQ}(k+1)) = \Delta I_{SEQ}(k+1) + \beta \cdot P_{SEQ}(k+1) \quad (4)$$

Le contrôleur sélectionne la séquence qui minimise la fonction de coût définie par (4).

L'avantage de la technique proposée réside dans le fait que seule la réalisation des séquences a besoin d'un pas de calcul très inférieur à  $T_s$ . Elles pourront être implémentées facilement sur FPGA (Field-Programmable Gate Array) avec un pas de calcul  $T_{FPGA}$ . De manière à rendre la fréquence de commutation moyenne sur une période de fondamentale indépendante de la séquence utilisée, la période de MLI de la séquence conventionnelle sera fixée à  $T_{MLI}$  et celle des séquences de blocage à  $2/3 T_{MLI}$ . Pour assurer un échantillonnage au début d'une période de MLI quelque soit la séquence choisie, nous imposerons un pas d'échantillonnage  $T_s$  du contrôleur FCS-MPC à  $2 \cdot T_{MLI}$ .

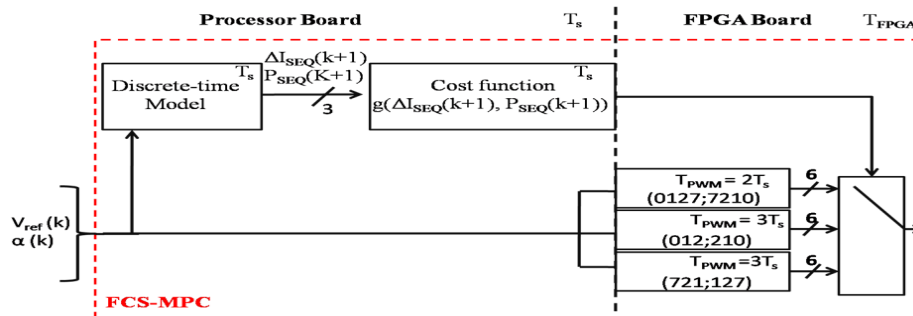


Figure 5 : Schéma bloc de la technique hybride de MLI basée sur une FCS-MPC proposée

Les résultats de simulation appuyant le développement effectué jusqu'ici vont être présentés dans la prochaine section.

## 5. Résultats de simulation

La technique hybride de MLI basée sur la FCS-MPC a été implémentée sur Matlab/Simulink avec un modèle de MSAP standard en tant que charge. Les caractéristiques générales du moteur, identifiées en interne sur un banc de test, sont données dans le tableau 2. La tension du bus DC utilisée est de 500V, et la fréquence de MLI  $F_{MLI}$  a été définie à 24kHz pour la séquence conventionnelle. Le pas de simulation  $T_{FPGA}$  a été imposé à un millièème de  $3/2 \cdot F_{MLI}$  pour offrir une bonne précision sur une période de MLI, et la durée de simulation est d'une période électrique.

Tableau 2. Caractéristiques principales du moteur utilisé comme charge en simulation

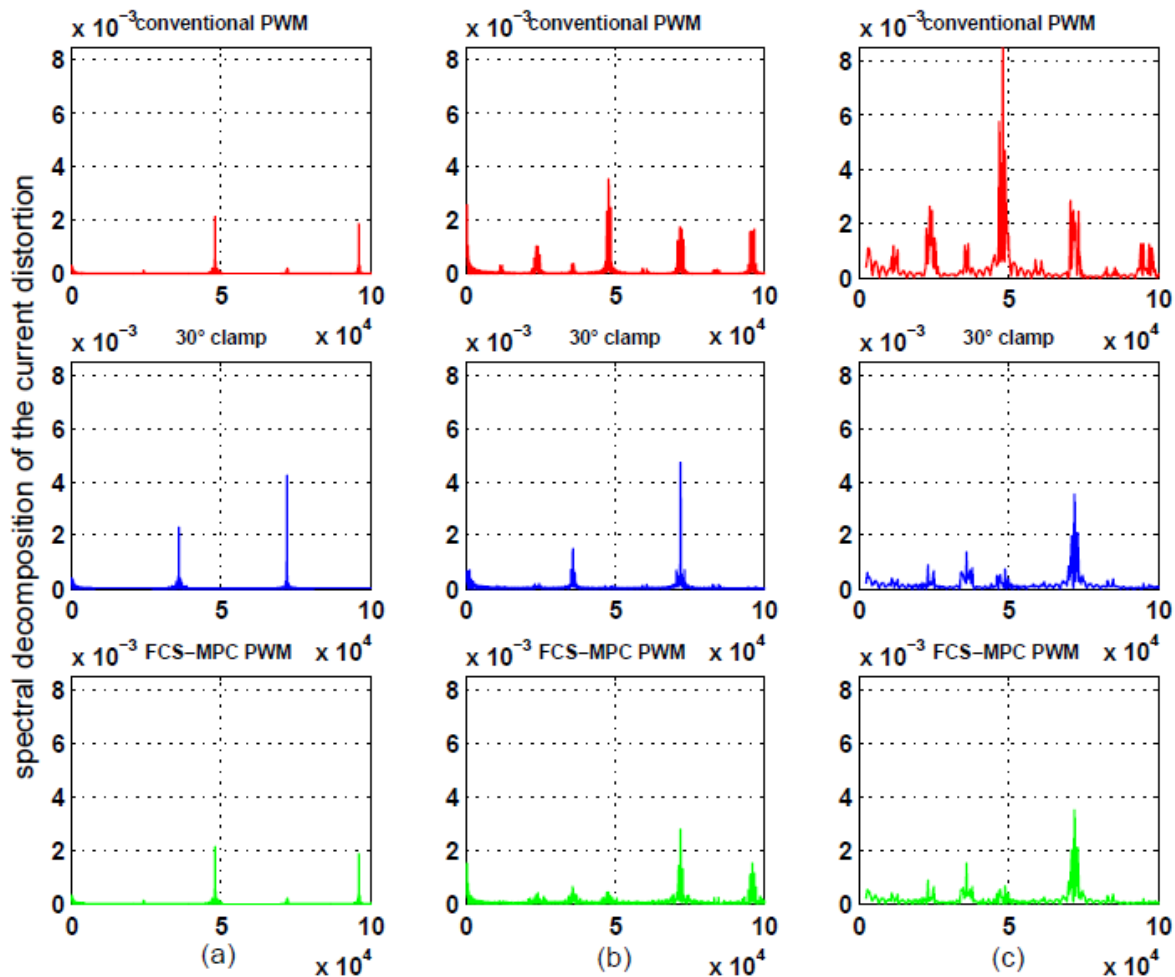
Résistance par phase ( $\Omega$ )	2,06
Inductance par phase (H)	$9,15 \cdot 10^{-3}$
Nombre de paires de pôle	3
Coefficient de flux (Wb)	0,29
Coefficient de frottement visqueux ( $\frac{Nm}{rad/s}$ )	$3,10^{-3}$
Inertie rotorique ( $kg \cdot m^2$ )	$1,28 \cdot 10^{-3}$

## 5.1 Réduction des distorsions de courant

Dans un premier temps, nous imposons le facteur de pondération  $\beta$  à 0 de manière à n'agir que sur les distorsions de courant, et comparons les capacités de notre technique par rapport à deux techniques usuelles :

- La MLI vectorielle conventionnelle, qui n'utilise que la séquence (0127;7210). Elle est reconnue pour permettre des distorsions de courant faibles sur une large bande d'indices de modulation de tension ;
- Une technique de MLI de blocage intitulée en anglais *30° clamp* qui utilise les deux séquences de blocage (012;210) et (721;127). Dans cette technique, le changement de la séquence de MLI utilisée est fait au milieu de chaque secteur, de manière à ce que chaque phase soit bloquée pendant les 30° au milieu de chaque quart de période de fondamentale [17]. Cette technique offre les distorsions de courant les plus basses parmi les techniques de blocage, et est relativement performante pour des indices de modulation élevés.

Le système global est simulé en régime permanent avec un moteur à vide pour trois vitesses différentes : 1000 tr/min, 2200 tr/min et 3100 tr/min, de manière à couvrir une grande partie du domaine de variation de l'indice de modulation. Les résultats de la simulation sont présentés dans la figure 6 sous forme de décomposition spectrale de l'ondulation de courant pour les trois techniques hybrides exposées ci-dessus. Cette figure démontre bien qu'en terme d'amplitude de pics harmoniques, notre technique hybride surpasse bien les deux autres quelque soit la vitesse considérée. Il est intéressant de noter que des pics harmoniques apparaissent à la fréquence de MLI  $F_{MLI}$  et à  $3/2.F_{MLI}$  du fait de l'utilisation des deux types de séquences.



**Figure 6 : Décomposition spectrale de l'ondulation de courant avec la MLI vectorielle conventionnelle en première ligne, la technique de blocage en deuxième ligne et notre technique en troisième ligne pour (a) 1000 tr/min, (b) 2200 tr/min et (c) 3100 tr/min**

Pour quantifier la qualité de notre méthode, le ratio  $di(\%)$  entre la hauteur de l'ondulation de courant et sa valeur crête est calculé grâce à l'équation (5) :

$$di(\%) = \frac{100}{I_{max}} \frac{\sum_{k=1}^N \sqrt{\Delta i_d^2(k) + \Delta i_q^2(k)}}{N} \quad (5)$$



Avec  $I_{max}$  la valeur crête du courant pour le régime permanent considéré,  $\Delta i_d$  et  $\Delta i_q$  les distorsions de courant selon les axes d et q et N le nombre de points sur la durée totale de la simulation.

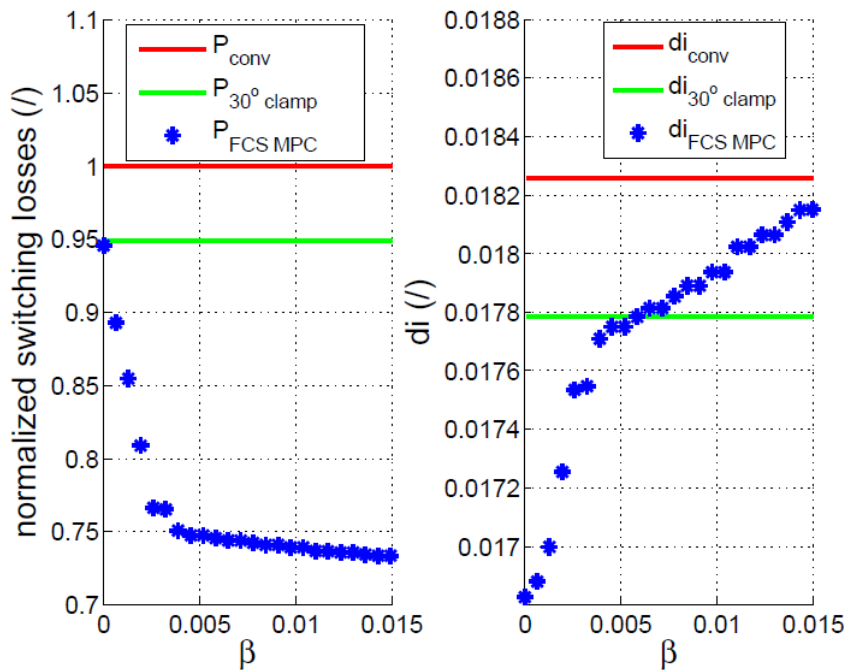
Le tableau 3 donne les  $d_i(\%)$  pour les différents régimes permanents, et montre bien la prévalence de notre technique hybride par rapport aux deux autres considérées quand la fonction de coût ne minimise que les distorsions de courant.

**Tableau 3. Les ratios  $d_i(\%)$  calculés pour les différents régimes permanents**

	1000 tr/min	2200 tr/min	3100 tr/min
MLI vectorielle conventionnelle	2,9	6,9	10,9
Technique de $30^\circ$ clamp	3,6	6,2	7,6
Notre technique hybride	2,9	5,9	7,6

## 5.2 Compromis entre les distorsions de courant et les pertes par commutation

Les simulations présentées dans cette partie tendent à montrer les effets de la variation de  $\beta$  sur les distorsions de courant et les pertes par commutation pour le point nominal de la machine, caractérisé par une vitesse de 3000 tr/min, un courant  $i_d$  de 5A et un déphasage d'environ  $15^\circ$ . La figure 7 montre les pertes par commutation (à droite) et le ratio  $d_i(\%)$  à gauche pour notre technique hybride de MLI (en \*) en fonction de  $\beta$  qui évolue de 0 à 0,015. Les pertes par commutation sont normalisées par rapport à celles de la MLI conventionnelle. Ces deux grandeurs sont aussi tracées pour la MLI vectorielle conventionnelle (en rouge) et la technique de MLI  $30^\circ$  clamp (en vert).



**Figure 7 : A gauche les pertes par commutation normalisées, à droite le ratio  $d_i(\%)$  pour les trois techniques de MLI**

Ces figures décrivent bien l'effet de la variation de  $\beta$ , avec une optimisation des distorsions de courant quand  $\beta$  est à 0 au détriment des pertes par commutation qui restent à une valeur relativement élevée et une chute des pertes par commutation au fur et à mesure que  $\beta$  augmente, cette fois au détriment des distorsions de courant qui augmentent. Les extremums des distorsions de courant et de pertes par commutation sont donnés dans le tableau 4 pour  $\beta$  égal à 0 et à l'infini.

**Tableau 4. Extremums des distorsions de courant et des pertes par commutation**

	$\beta = 0$	$\beta = \infty$
$d_i(\%)$	1.68	1.82
Pertes par commutations normalisées (%)	94.6	73.4

Ce fonctionnement met bien en valeur le compromis que l'utilisateur est capable de faire grâce à notre technique hybride de MLI basée sur la FCS-MPC, avec les gains associés, et valide donc le bienfondé de notre développement.

## 6. Conclusion

Cet article présente une nouvelle technique hybride basée sur la FCS-MPC. Le contrôleur FCS-MPC détermine les prédictions des distorsions de courant et des pertes par commutation pour chaque séquence de MLI considérée, et les intègre dans une fonction de coût représentative du compromis voulu par l'utilisateur. La séquence de MLI qui minimise cette fonction de coût sera alors appliquée à l'onduleur. Il en résulte un rendement optimisé par rapport aux techniques de MLI conventionnelles, et un courant de meilleure qualité pour un temps d'échantillonnage donné vis-à-vis d'une FCS-MPC standard. Les résultats de simulation confirment l'efficacité de notre approche, avec des gains importants de pertes par commutation et de distorsion de courant. Sa modularité et sa facilité d'intégration à la place d'une technique de MLI conventionnelle font de notre technique hybride de MLI basée sur une FCS-MPC une bonne alternative quand un gain de rendement est nécessaire. En outre, la flexibilité qu'offre la FCS-MPC nous permettra d'intégrer à l'ensemble des séquences considérées les séquences spéciales développées dans la section 2. Nous pourrions aussi imposer le ratio entre la période de MLI des séquences de blocage et celle de la séquence conventionnelle à un, modifiant ainsi le compromis effectué par la commande et homogénéisant le contenu spectral de l'ondulation de courant. Enfin, une validation expérimentale viendra prochainement appuyer les résultats de simulation, et permettra de tester notre concept en conditions réelles.

## 7. Remerciement

En tant que membre du projet ELEXC, les auteurs remercient le gouvernement français, la région Rhône-Alpes pour leur financement, et les partenaires industriels Volvo et Bonfiglioli pour les échanges de données.

## Références

- [1] P. Correa, M. Pacas, and J. Rodriguez, "Predictive Torque Control for Inverter-Fed Induction Machines," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 2, pp. 1073-1079, April 2007.
- [2] J.-Y. Gauthier, X. Lin-Shi, and A. Avramoae, "Predictive control with efficiency optimization and normalization for a multilevel converter," in *Sensorless Control for Electrical Drives and Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (SLED/PRECEDE), 2013 IEEE International Symposium on*, Oct 2013, pp. 1-6.
- [3] J. Rodriguez and P. Cortes, *predictive control of power converters and electrical drives.*: Wiley, 2012.
- [4] J. Rodriguez et al., "Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 54, no. 1, pp. 495-503, 2007.
- [5] P. Cortes, J. Rodriguez, D.E. Quevedo, and C. Silva, "Predictive Current Control Strategy With Imposed Load Current Spectrum," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 2, pp. 612-618, 2008.
- [6] E.J. Fuentes, J. Rodriguez, C. Silva, S. Diaz, and D.E. Quevedo, "Speed control of a permanent magnet synchronous motor using predictive current control," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International*, 2009, pp. 390-395.
- [7] E. Fuentes, D. Kalise, J. Rodriguez, and R.M. Kennel, "Cascade-Free Predictive Speed Control for Electrical Drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 5, pp. 2176-2184, May 2014.
- [8] T.G. Habetler and R.G. Harley, "Power electronic converter and system control," *Proceedings of the IEEE*, vol. 89, no. 6, pp. 913-925, Jun 2001.
- [9] Hyung-Tae Moon, Hyun-Soo Kim, and Myung-Joong Youn, "A discrete-time predictive current control for PMSM," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 18, no. 1, pp. 464-472, 2003.
- [10] G. Narayanan, V. T. Ranganathan, Di Zhao, H.K. Krishnamurthy, and R. Ayyanar, "Space Vector Based Hybrid PWM Techniques for Reduced Current Ripple," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 4, pp. 1614-1627, 2008.
- [11] V. Hari and G. Narayanan, "Space-vector-based hybrid pulse width modulation technique to reduce line current distortion in induction motor drives," vol. 5, pp. 1463-1471(8), 2012. [Online]. <http://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/iet-pel.2012.0078>
- [12] H. Krishnamurthy, G. Narayanan, R. Ayyanar, and V. T. Ranganathan, "Design of space vector-based hybrid PWM techniques for reduced current ripple," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE*, vol. 1, 2003, pp. 583-588 vol.1.

- [13] D. Zhao, G. Narayanan, and R. Ayyanar, "Switching loss characteristics of sequences involving active state division in space vector based PWM," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC '04. Nineteenth Annual IEEE*, vol. 1, 2004, pp. 479-485 Vol.1.
- [14] Di Zhao, V.S.S.P.K. Hari, G. Narayanan, and R. Ayyanar, "Space-Vector-Based Hybrid Pulsewidth Modulation Techniques for Reduced Harmonic Distortion and Switching Loss," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, no. 3, pp. 760-774, 2010.
- [15] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, "Model Predictive Control -- A Simple and Powerful Method to Control Power Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, no. 6, pp. 1826-1838, June 2009.
- [16] G. Narayanan, H.K. Krishnamurthy, Di Zhao, and R. Ayyanar, "Advanced bus-clamping PWM TechniquesBased on space vector approach," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 4, pp. 974-984, 2006.
- [17] P. Cortes, J. Rodriguez, R. Vargas, and U. Ammann, "Cost Function-Based Predictive Control for Power Converters," in *IEEE Industrial Electronics, IECON 2006 - 32nd Annual Conference on*, Nov 2006, pp. 2268-2273.
- [18] E.J. Fuentes, C. Silva, D.E. Quevedo, and E.I. Silva, "Predictive speed control of a synchronous permanent magnet motor," in *Industrial Technology, 2009. ICIT 2009. IEEE International Conference on*, 2009, pp. 1-6.