

Commande d'un moteur synchrone à aimants permanents par un onduleur multicellulaire

Jean-Marie RETIF¹, Xuefang LIN-SHI¹, Malek GHANES², Abder ZAOUÏ¹

¹Laboratoire Ampère,
UMR 5005 – Institut National de Sciences Appliquées
Bât. Léonard de Vinci, 20 avenue Albert Einstein,
69621 Villeurbanne - France.

jean-marie.retif,xuefang.shi,abder.zaoui@insa-lyon.fr

² Laboratoire ECS EA 3649
Ecole Nationale Supérieure de l'Electronique et de ses Applications
6, avenue du Ponceau
95014 Cergy-Pontoise Cedex - France
Malek.Ghanes@ensea.fr

Résumé— Les convertisseurs multicellulaires, s'ils offrent des potentialités importantes en termes de tenue en tension et/ou de réduction des harmoniques sur les tensions, sont plus difficiles à commander que les convertisseurs classiques. Nous avons considéré ici l'association convertisseur-moteur comme un Système à Dynamique Hybride possédant un vecteur d'état, de dimension 8, constitué par les 6 tensions des condensateurs du convertisseur multicellulaire et les 2 courants dans le repère d, q du moteur. La commande envisagée est du type prédictive directe pour laquelle il faut choisir, parmi les 512 configurations possibles de l'onduleur, la plus adéquate. Dans cet article, nous présentons, tout d'abord, la modélisation de l'ensemble convertisseur moteur, ensuite est décrite la synthèse de la commande prédictive choisie. In fine des résultats expérimentaux viennent valider la démarche.

Mots-clés— Système Dynamique Hybride, Commande Prédictive Directe, Convertisseur Multicellulaire, Moteur synchrone à aimants permanents.

I. INTRODUCTION

Durant ces dernières années, une nouvelle famille des convertisseurs à multiniveaux a été proposée et utilisée dans des applications d'entraînement à vitesse variable de forte puissance [1] [2]. Il existe différentes topologies de convertisseurs multiniveaux. On trouve principalement les topologies basées sur l'association d'onduleurs 2-niveaux [3]; les topologies NPC (Neutral Point Clamped) [4] et les topologies multicellulaire ou à cellules imbriquées [5].

Nous nous intéresserons ici la commande d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimentée par un onduleur multicellulaire triphasé dont la structure est illustrée sur la Fig. 1. Les commandes appliquées à ce type de convertisseur associé à une machine tournante que l'on trouve dans la littérature sont généralement focalisées sur les techniques de modulation vectorielle [6] [7]. Plus récemment, la commande directe de couple (DTC) a été appliquée à une machine asynchrone alimentée par un onduleur de 4 niveaux [8]. Cette commande basée sur une régulation à hystérésis du couple et du flux statorique nécessite un observateur ou estimateur de flux.

La commande que nous envisageons ici est du type prédictive directe. Elle consiste à considérer l'association

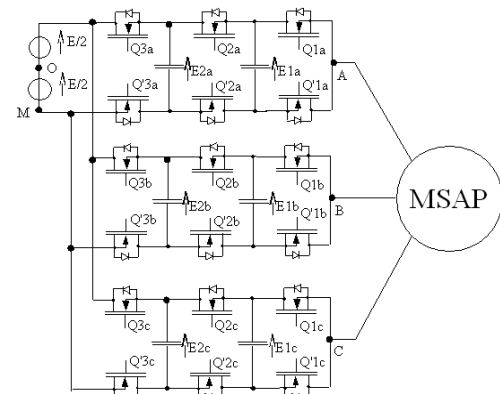


Fig. 1. MSAP alimentée par un convertisseur multicellulaire

convertisseur-moteur comme un Système à Dynamique Hybride [8]. Un modèle de l'ensemble convertisseur-machine permet de prédire l'évolution des grandeurs d'états pour chaque configuration possible du convertisseur. Une fonction coût est ensuite utilisée pour choisir une configuration qui sera appliquée lors de l'occurrence de calcul suivante. Le système à étudier possède un vecteur d'état composé des 6 tensions aux bornes des condensateurs et les 2 courants statoriques du moteur dans le repère d, q. Chaque bras de l'onduleur possède 3 paires de transistors complémentaires, donc $2^3 = 8$ possibilités de commutations, ce qui nous donne un système triphasé avec $8^3 = 512$ configurations possibles. La commande doit choisir, parmi ces 512 configurations possibles de l'onduleur, la plus adéquate.

Après avoir développé la modélisation du système considéré (section II), le principe de la commande prédictive est décrit dans la section III. La commande mono-coup appliquée à une MSAP alimentée par un convertisseur multicellulaire est détaillée à la section IV. Des résultats expérimentaux, présentés à la section V, montrent la faisabilité et l'efficacité de la commande proposée.

II. MODELISATION DE L'ENSEMBLE CONVERTISSEUR MOTEUR

Comme la montre Fig. 1, chaque bras du convertisseur est composé de 3 cellules de commutations dont les commandes

sont complémentaires. Ainsi, pour les bras A, nous noterons u_{1a} , tel que $u_{1a} = 1$ si Q_{1a} est conducteur et Q_{1a}' ouvert. Dans le cas contraire, $u_{1a} = 0$.

Nous noterons donc :

u_{1a}, u_{2a}, u_{3a} les commandes du bras A.

u_{1b}, u_{2b}, u_{3b} les commandes du bras B.

u_{1c}, u_{2c}, u_{3c} , les commandes du bras C.

Nous allons nous intéresser, dans un premier temps, aux valeurs prises par la tension en fonction des configurations du convertisseur et, dans un second temps, à la modélisation de l'ensemble onduleur-moteur.

Tensions dans le plan α, β

Le convertisseur possède 6 condensateurs de capacité C . Nous noterons respectivement E_{1a}, E_{2a} ; E_{1b}, E_{2b} ; E_{1c}, E_{2c} les tensions aux bornes de ces condensateurs.

Si nous nous intéressons aux tensions de sortie du convertisseur, nous aurons :

$$\left. \begin{aligned} V_{AM} &= u_{3a}(E - E_{2a}) + u_{2a}(E_{2a} - E_{1a}) + u_{1a} \cdot E_{1a} \\ V_{BM} &= u_{3b}(E - E_{2b}) + u_{2b}(E_{2b} - E_{1b}) + u_{1b} \cdot E_{1b} \\ V_{CM} &= u_{3c}(E - E_{2c}) + u_{2c}(E_{2c} - E_{1c}) + u_{1c} \cdot E_{1c} \end{aligned} \right\} (1)$$

Pour exprimer ces tensions dans le repère α, β , nous utiliserons la transformation Concordia suivante :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Chaque bras de l'onduleur possède 8 configurations possibles. Nous aurons, pour l'ensemble, 512 possibilités de commutation. Dans le cas général, pour des tensions quelconques aux bornes des 6 condensateurs, il y aura 512 niveaux pour les tensions de sortie. Ici, afin de répartir uniformément les tensions aux bornes des cellules de commutation, nous prendrons comme références :

$$E_{1a}^\# = E_{1b}^\# = E_{1c}^\# = \frac{E}{3}$$

$$E_{2a}^\# = E_{2b}^\# = E_{2c}^\# = \frac{2E}{3}$$

Ce qui conduit à 4 niveaux de tensions par bras et $4^3 = 64$ tensions différentes pour l'onduleur (Fig. 2).

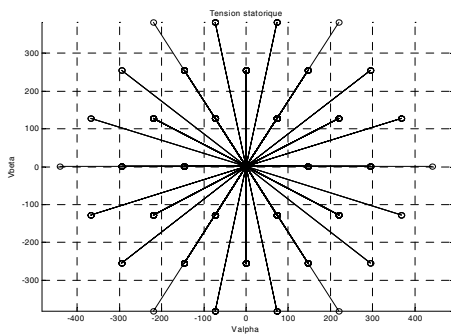


Fig. 2 Tension dans le plan α, β

Modélisation d'état de l'ensemble convertisseur moteur

Les relations représentant la charge des six condensateurs sont les suivantes :

$$\left. \begin{aligned} C \cdot \dot{E}_{1a} &= I_a (u_{2a} - u_{1a}); & C \cdot \dot{E}_{2a} &= I_a (u_{3a} - u_{2a}) \\ C \cdot \dot{E}_{1b} &= I_b (u_{2b} - u_{1b}); & C \cdot \dot{E}_{2b} &= I_b (u_{3b} - u_{2b}) \\ C \cdot \dot{E}_{1c} &= I_c (u_{2c} - u_{1c}); & C \cdot \dot{E}_{2c} &= I_c (u_{3c} - u_{2c}) \end{aligned} \right\} (3)$$

Pour la modélisation de la MSAP, le fait que le neutre ne soit pas relié conduit à une somme des courants nulle. Ceci autorise à décrire les grandeurs électriques avec 2 variables. Nous choisiront, pour faciliter la commande, un repère de Park lié au rotor (repère d, q).

Ainsi, pour représenter ce système, nous aurons un vecteur d'état de dimension 8, composé des 6 grandeurs liées aux tensions aux bornes des condensateurs et des 2 composantes du courant statorique du moteur dans le repère d, q (I_d et I_q).

Composantes du vecteur d'état :

$$\begin{aligned} X &= [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ x_5 \ x_6 \ x_7 \ x_8]^t \\ \text{avec : } \left. \begin{aligned} x_1 &= q_{1a} = C \cdot E_{1a}; & x_2 &= q_{2a} = C \cdot E_{2a} \\ x_3 &= q_{1b} = C \cdot E_{1b}; & x_4 &= q_{2b} = C \cdot E_{2b} \\ x_5 &= q_{1c} = C \cdot E_{1c}; & x_6 &= q_{2c} = C \cdot E_{2c} \\ x_7 &= I_d; & x_8 &= I_q \end{aligned} \right\} (4) \end{aligned}$$

L'équation d'état s'obtient par dérivation des équations (4). Les équations relatives aux tensions s'obtiennent à partir des relations (3). Pour le moteur synchrone, les dérivées des composantes des courants statoriques correspondent à la modélisation de celui-ci dans le repère du rotor [9] :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ \dot{I}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & +\omega_r \\ -\omega_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} & -\frac{\omega_r}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \Phi_f \end{bmatrix} \quad (5)$$

Ici R_s et L_s sont les résistances et inductances des phases du stator, ω_r est la vitesse de rotation électrique, V_d et V_q sont les tensions aux bornes des enroulements statoriques exprimées dans le repère rotorique et Φ_f est le flux créé par les aimants.

On obtient donc :

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1 &= C \cdot \dot{E}_{1a} = I_a (u_{2a} - u_{1a}) \\ \dot{x}_2 &= C \cdot \dot{E}_{2a} = I_a (u_{3a} - u_{2a}) \\ \dot{x}_3 &= C \cdot \dot{E}_{1b} = I_b (u_{2b} - u_{1b}) \\ \dot{x}_4 &= C \cdot \dot{E}_{2b} = I_b (u_{3b} - u_{2b}) \\ \dot{x}_5 &= C \cdot \dot{E}_{1c} = I_c (u_{2c} - u_{1c}) \\ \dot{x}_6 &= C \cdot \dot{E}_{2c} = I_c (u_{3c} - u_{2c}) \\ \dot{x}_7 &= \dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_s} I_d + \omega_r \cdot I_q + \frac{1}{L_s} V_d \\ \dot{x}_8 &= \dot{I}_q = -\frac{R_s}{L_s} I_q - \omega_r \cdot I_d + \frac{1}{L_s} V_q - \frac{\omega_r}{L_s} \Phi_f \end{aligned} \right\} (6)$$

A partir des équations (6), il faut, d'une part, exprimer les courants I_a, I_b, I_c en fonction de I_d, I_q et, d'autre part, formuler les tensions V_d, V_q en fonction de V_{AM}, V_{BM} et V_{CM} . Pour les courants, nous appliquerons la transformation de Park inverse :

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix}$$

avec θ la position électrique.

Pour les tensions V_d et V_q , nous utiliserons la transformation de Park pour exprimer ces 2 composantes en fonction des tensions simples au neutre.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix}$$

Pour formuler les tensions par rapport au point milieu de l'onduleur, si la charge est équilibrée avec un neutre non relié, nous aurons :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AM} \\ V_{BM} \\ V_{CM} \end{bmatrix}$$

Les tensions de sortie du convertisseur V_{AM}, V_{BM} et V_{CM} données par (1) permettent d'exprimer les deux composantes d'état relatives aux courants dans le moteur.

L'ensemble de ces relations conduit à définir un système d'état non linéaire sous la forme :

$$\dot{\underline{X}} = \begin{bmatrix} \underline{A}(\underline{U}) \\ \underline{A}_{21}(2,6) & \underline{A}_{22}(2,2) \end{bmatrix} \underline{X} + \begin{bmatrix} \underline{B}(\underline{U}) \\ \underline{B}_2(2,1) \end{bmatrix} \quad (7)$$

avec :

$$\underline{A}_{12} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta)(u_{2a} - u_{1a}) & -\sin(\theta)(u_{2a} - u_{1a}) \\ \cos(\theta)(u_{3a} - u_{2a}) & -\sin(\theta)(u_{3a} - u_{2a}) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)(u_{2b} - u_{1b}) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)(u_{2b} - u_{1b}) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)(u_{3b} - u_{2b}) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)(u_{3b} - u_{2b}) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)(u_{2c} - u_{1c}) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)(u_{2c} - u_{1c}) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)(u_{3c} - u_{2c}) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)(u_{3c} - u_{2c}) \end{bmatrix}$$

$$\underline{A}_{21} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{C} \begin{bmatrix} \cos(\theta)(u_{1a} - u_{2a}) & -\sin(\theta)(u_{1a} - u_{2a}) \\ \cos(\theta)(u_{2a} - u_{3a}) & -\sin(\theta)(u_{2a} - u_{3a}) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)(u_{1b} - u_{2b}) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)(u_{1b} - u_{2b}) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)(u_{2b} - u_{3b}) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)(u_{2b} - u_{3b}) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)(u_{1c} - u_{2c}) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)(u_{1c} - u_{2c}) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)(u_{2c} - u_{3c}) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)(u_{2c} - u_{3c}) \end{bmatrix}^t$$

$$\underline{A}_{22} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_r \\ -\omega_r & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix}$$

$$\underline{B}_2 = \begin{bmatrix} \frac{E}{L_s} \left(\cos(\theta)u_{3a} + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)u_{3b} + \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)u_{3c} \right) \\ -\frac{E}{L_s} \left(\sin(\theta)u_{3a} + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)u_{3b} + \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)u_{3c} \right) - \frac{\omega_r}{L_s} \Phi_f \end{bmatrix}$$

Ce système dynamique hybride naturellement non linéaire est défini par une équation d'état dont les matrices A et B contiennent le vecteur de commande \underline{U} contenant les commandes du bras A, B, C .

III. PRINCIPE GENERAL DE LA COMMANDE DIRECTE PROPOSEE

L'ensemble convertisseur multicellulaire associé à la machine synchrone constitue un système dynamique hybride pour lequel le modulateur d'énergie possède m configurations (ici 512). Dans le cas général, la commande prédictive directe doit déterminer, sur un pas de calcul, le ou les configurations du modulateur d'énergie les plus adéquates pour atteindre ou s'approcher d'un objectif défini par un point dans l'espace d'état.

Ainsi, à un instant de calcul k , nous pouvons définir un point initial dans l'espace d'état de dimension n (ici 8) du système à contrôler. Pour les différentes configurations du modulateur, l'évolution du point caractéristique du vecteur d'état évoluera dans m différentes directions. L'objectif de la commande peut être représenté par un point dans cet espace d'état qu'il s'agira de poursuivre.

Pour déterminer le ou les configurations du modulateur pouvant s'approcher ou atteindre l'objectif, un modèle hybride doit être utilisé pour prédéterminer l'évolution du vecteur d'état. Les contraintes sévères de calcul en temps réel inhérentes aux systèmes électrotechniques nous ont conduit à utiliser un modèle rustique recalculé à chaque pas de calcul et localement valide sur cet horizon de temps.

La démarche générale que nous proposons pour établir un algorithme de commande prédictive d'un système dynamique hybride est la suivante :

1. Obtention d'un modèle général du comportement de l'ensemble modulateur d'énergie-processus continu :

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u_j(t)), \quad j \in \{1 : m\}$$

u_j est la commande correspondant au $j^{\text{ème}}$ configuration du modulateur.

Durant cette phase, un ou plusieurs modèles non-linéaires peuvent être établis. La commande peut prendre m configurations distinctes. Connaissant l'état mesuré $x(t)$, ces m modèles à l'instant $(t + \tau)$ peuvent s'écrire :

$$x_j(t + \tau) = x(t) + \tau f(x(t), u_j(t))$$

τ représentant l'horizon de prédiction.

On obtient ainsi un ou plusieurs modèles locaux valables sur l'horizon de décision et l'espace d'état requis.

2. Recherche du domaine de linéarité. Le principe de notre démarche présuppose que, pour toutes les configurations possibles de l'actionneur, les trajectoires dans l'espace d'état soient rectilignes. Cette contrainte implique la détermination du temps d'application maximum τ_{\max} d'une commande et des limites dans l'espace d'état satisfaisant à cette condition.

3. Détermination d'un modèle local. Pour les limites définies précédemment (horizon de décision borné par τ_{\max} et domaine de validité dans l'espace d'état), un modèle rustique est calculé à chaque occurrence de décision.

4. Elaboration d'une ou plusieurs stratégies de choix.

A partir de ces modèles locaux et du point de fonctionnement repéré dans l'espace d'état à un instant t , il est aisé de déterminer toutes les directions d_j dans l'espace d'état correspondantes aux différents états de la commande u_j .

IV. COMMANDE MONO-COUP

Pour le système considéré, nous devons maîtriser 8 variables d'état constituées des 6 tensions des capacités flottantes du convertisseur et des 2 courants dans le moteur synchrone.

Nous allons envisager une commande prédictive directe qui déterminera, parmi les 512 configurations du convertisseur, celle qui satisfera au mieux à un critère.

Afin de réduire la complexité algorithmique, nous ne minimiserons pas une distance Euclidienne dans un espace de dimension 8, mais nous nous intéresserons à la poursuite des courant dans le plan I_d, I_q en ne gardant que les configurations du convertisseur qui maintiennent ou s'approche des références de tension.

Les directions correspondantes aux commutations recherchées sont données par une extrapolation d'Euler issue du modèle (7), ce qui permet d'utiliser le modèle prédictif simplifié suivant :

$$\begin{aligned} I_d(k+1) &= I_d(k) + \dot{I}_d \cdot T_e \\ I_q(k+1) &= I_q(k) + \dot{I}_q \cdot T_e \end{aligned} \quad (8)$$

Pour un pas de calcul de $T_e = 100\mu s$, des essais en simulation du modèle continu (7) et du modèle rustique (8) permettent de vérifier le respect du point 2 du § III, soit des trajectoires rectilignes dans l'espace d'état.

Il n'est pas aisé d'analyser les évolutions du vecteur d'état dans un espace à 8 dimensions.

Nous allons partitionner notre analyse dans les 3 plans E1, E2 des tensions et dans le plan I_d, I_q des courants statoriques (Fig.3).

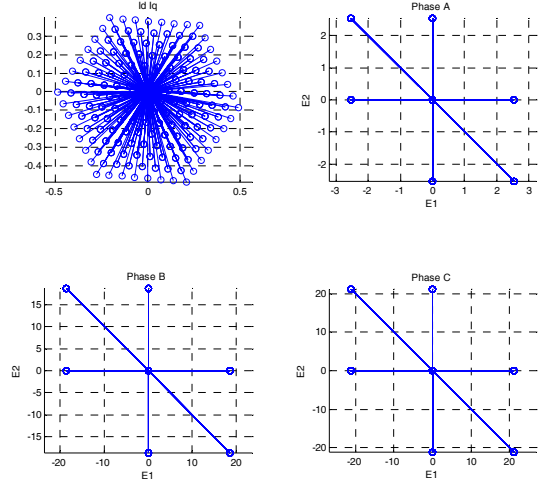


Figure 3 : Directions prises dans l'espace d'état

Dans les plans des tensions, pour chaque bras, nous aurons 6 directions actives et 2 autres n'affectant pas les tensions (celles pour lesquelles $Q_1 = Q_2 = Q_3$ ou $Q'_1 = Q'_2 = Q'_3$). Dans le plan I_d, I_q , nous aurons, dans le cas général, 512 directions possibles.

Pour réduire le nombre de configurations à étudier, nous allons, dans une première étape, ne retenir que les commutations conduisant, soit au maintien de la tension, soit au respect de la tendance vis-à-vis de la référence. Nous noterons comme configurations actives celles faisant évoluer correctement les tensions aux bornes des condensateurs et comme commutations neutres celles les maintenant.

Si l'on raisonne sur un bras de l'onduleur selon le cadran dans lequel se trouve la référence de tension de vecteur, nous aurons 2 ou 3 commutations actives et toujours 2 commutations neutres. Pour les 3 bras de l'onduleur, le nombre de configuration pourra prendre 4 valeurs : 64 (4^3), 80 ($4^2 \cdot 5$), 100 ($4 \cdot 5^2$) et 125 (5^3).

Il est à noter que, pour cette sélection, il n'est nullement besoin de faire appel au modèle (7) et qu'un algorithme simple de choix des indices est suffisant.

Une fois cette sélection est réalisée, le choix de la meilleure configuration du convertisseur est celle minimisant

l'extrémité d'une direction au point objectif défini par les consignes de courant : $D \begin{bmatrix} I_d^\#(k+1) \\ I_q^\#(k+1) \end{bmatrix}$ (Fig. 4).

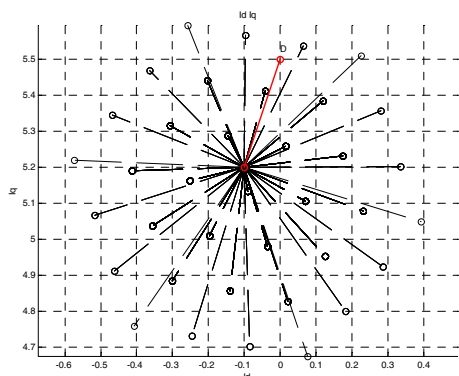


Fig. 4 : Représentation des courants dans le repère d, q

Cette commande simple nécessite de calculer, entre 64 et 125, les directions possibles à partir du modèle (7) et des équations (8), ce qui est rédhibitoire au plan du temps de calcul.

Afin de contourner ce problème, nous allons déplacer la problématique en recherchant, à partir de l'état du système à l'instant k, le vecteur de tension dans le repère α, β permettra d'atteindre la consigne représentée par le point D. Ce vecteur de tension sera appliqué durant un pas de calcul

Cette approche conduit à rechercher, pour la machine synchrone, le modèle inverse qui, à partir de l'état à l'instant k et de l'objectif, calcule le vecteur de tension nécessaire.

La commande étant constante sur un pas de calcul, à partir du modèle de la machine synchrone dans le repère lié au rotor donné dans (5), en discrétisant au premier ordre, nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} I_d(k+1) \\ I_q(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s T_e}{L_s} & +\omega_r T_e \\ -\omega_r T_e & 1 - \frac{R_s T_e}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d(k) \\ I_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_e}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_e}{L_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d(k) \\ V_q(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} H_2 \\ 0 \end{bmatrix}$$

A un instant donné, nous connaissons l'état et l'objectif à atteindre :

$$\underline{X}(k+1) = \begin{bmatrix} I_d^\# & I_q^\# \end{bmatrix}^t = F \cdot \underline{X}(k) + H_1 \cdot \underline{V}(k) + H_2$$

$$\underline{V}(k) = H_1^{-1} (\underline{X}(k+1) - F \cdot \underline{X}(k) - H_2)$$

Ce qui permet de déterminer le vecteur de tension permettant d'atteindre le point de consigne D. Après résolution, nous obtenons 2 relations algébriques simples :

$$\left. \begin{aligned} V_d(k) &= I_d(k)R_s + \frac{L_s}{T_e} (I_d^\# - I_d(k)) - I_d(k)L_s\omega_r \\ V_q(k) &= I_q(k)R_s + \frac{L_s}{T_e} (I_q^\# - I_q(k)) + I_q(k)L_s\omega_r + \omega_r\Phi_f \end{aligned} \right\} (9)$$

Dans le repère I_d, I_q , les directions correspondantes aux configurations désirées du convertisseur sont changeantes à chaque pas de calcul.

Si nous déplaçons notre problème de poursuite du repère d,q des courants au repère α, β des tensions statoriques, l'algorithme de choix se simplifie considérablement.

En effet, dans le plan α, β , les tensions statoriques correspondantes aux configurations ont des orientations qui ne dépendent que des tensions aux bornes des condensateurs (Fig. 5). Pour les calculer, seules les relations (1) et (2) sont nécessaires, se substituant ainsi à la représentations plus complexe des modèles (7) et (8).

Si l'on considère les tensions aux bornes des condensateurs comme correctement régulés, les directions des vecteurs de tensions seront invariantes et pourront être tabulés.

Pour atteindre la consigne de courant définie par le point D, les relations (9) permettent de déterminer aisément, le vecteur de tension qu'il faut appliquer dans le plan α, β .

Cet artifice de passage par l'inversion du modèle du moteur et le choix du plan α, β des tensions permettent de ramener l'étude de poursuite de la consigne en courant dans un repère qui n'exige que peu de calculs.

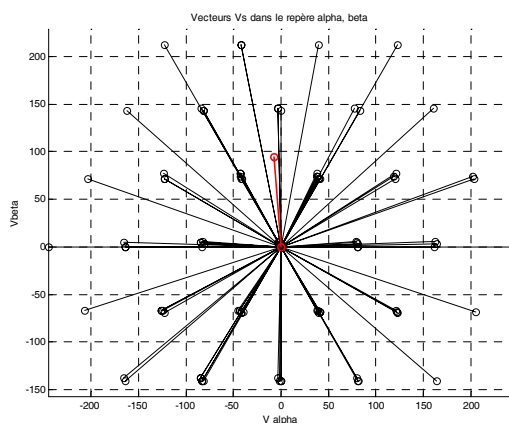


Fig. 5 : Directions dans le plan des tensions α, β

Pour réduire les tests de distances, seuls les vecteurs au voisinage de l'objectif, défini ici par le vecteur de tension objectif, sont sélectionnés

Nous avons testé cette commande directe en simulation et l'avons implanté ensuite sur un banc moteur.

V. RESULTATS EXPERIMENTAUX

Le banc expérimental est composé d'un MASP Leroy Sommer à pôles lisses de 1,6 kW associé à un codeur incrémental de 4096 points pour la mesure de la position.

Les paramètres nominaux du moteur sont:

Couple : 5 Nm Vitesse : 3000 tr/min

$R_s = 2 \Omega$; $L_s = 9,15 \text{ mH}$; $\Phi_f = 290 \text{ mWb}$;

Nombre de paires de pôles $P=3$.

L'onduleur est constitué des IGBT 600V 15 A. Les condensateurs fixant les potentiels flottants ont une capacité de $200 \mu\text{F}$.

L'algorithme de calcul est programmé en langage C au sein d'une carte Dspace 1104. Pour gérer les commandes et les

temps morts, une carte utilisant un circuit FPGA pilote l'onduleur via 18 fibres optiques (Fig. 6).

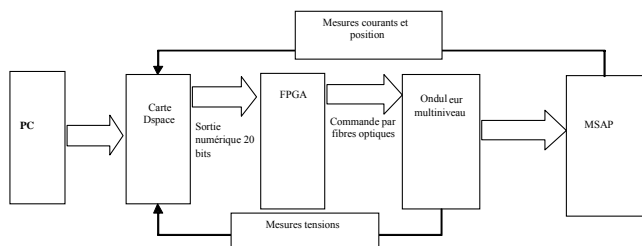


Fig. 6 : Structure technologique de la plateforme d'essais

Pour une tension du bus continu de 150V, nous avons menés différents essais. Lors de la mise en charge au démarrage, nous pouvons vérifier, sur Fig. 7, que les consignes de tensions sont rejointes en moins de 20 ms. En outre, l'information de tendance est suffisante pour maintenir les tensions des condensateurs autour des consignes qui leur sont attribués.

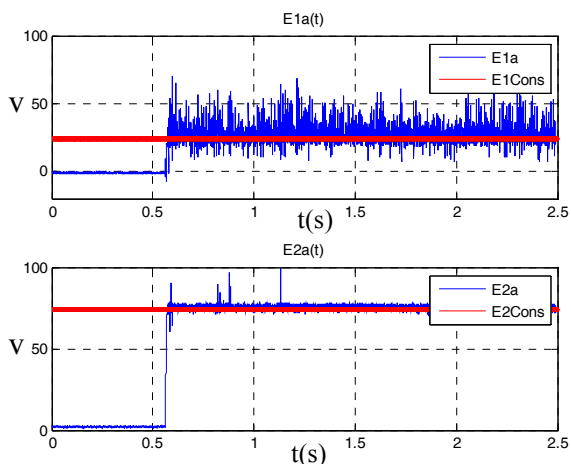


Fig. 7 : Tensions aux bornes des condensateurs

Pour tester le moteur, nous faisons une demande de couple à $t = 800$ ms. Malgré le fait que nous ayons un pas de calcul assez grand ($100\mu s$) pour une constante de temps électrique de $4,6$ ms, les oscillations sur les courants, bien que significatives, restent acceptables (Fig. 8).

La réponse en couple est très rapide (quelques ms) et ne conduit à aucune surintensité durant le transitoire (Fig.9).

VI. CONCLUSION

La commande d'un convertisseur multicellulaire triphasé se heurte d'une part de la quantité des grandeurs à contrôler (6 tensions et 2 courants) et d'autre part au nombre de configurations du convertisseur (512).

La commande prédictive directe basée sur l'exploitation du modèle hybride du comportement onduleur-moteur est pénalisée par le nombre de cas à étudier. Cette situation explose exponentiellement si l'on augmente la profondeur de décision. Dans cet article, avec une seule décision lors d'un pas de calcul, nous avons mis en œuvre une commande simple qui repose sur l'inversion du modèle local du moteur.

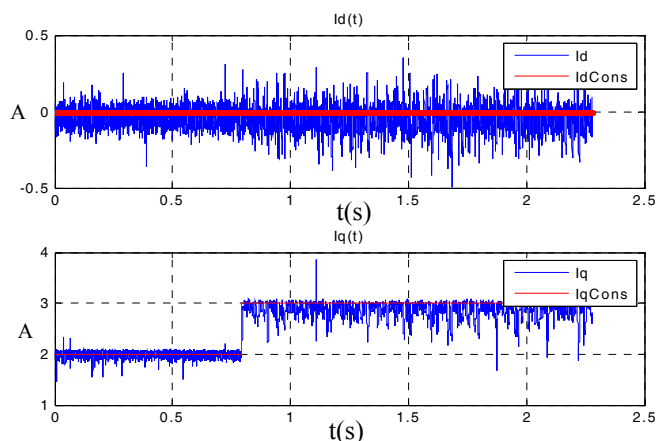


Fig. 8 : Evolutions des courants (A) dans le moteur

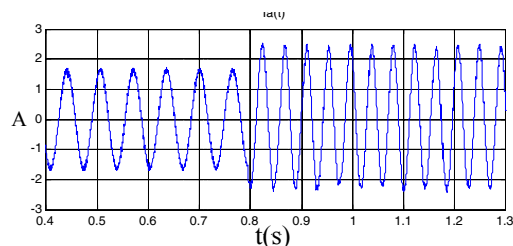


Fig. 9 : Courant (A) dans une phase du moteur

Ce travail pourrait être poursuivi en appliquant plusieurs configurations du convertisseur à chaque période de calcul. Dans ce cas, une des voies serait d'établir un modèle inverse du système hybride en adjoignant une heuristique sur les profils de commutations pour lever l'indétermination de l'inversion.

RÉFÉRENCES

- [1] J. Rodríguez, J. S. Lai, F. Z. Peng, "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 49, N° 4, pp 724-738, August 2002.
- [2] Franquelo, L.G., Rodriguez, J.; Leon, J.I.; Kouro, S.; Portillo, R.; Prats, M.A.M., "The age of multilevel converters arrives", IEEE Industrial Electronics Magazine, Vol. 2, pp 28-39, June 2008.
- [3] J. Lai and F. Zheng Peng, "Multilevel Converters - A New Breed of Power Converters," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 32, n° 3, May/June, pp. 509-517, 1996.
- [4] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A New Neutral-Point - Clamped PWM Inverter," IEEE Trans. on Industry Applications, vol. IA-17, n° 5, pp. 518-523, 1981.
- [5] P. Carrère, "Etude et Réalisation des Convertisseurs Multicellulaires Série à IGBT - Equilibrage des Condensateurs Flottants," Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 1996.
- [6] O. Lopez, J. Alvarez, J. Doval-Gandoy, and F. D. Freijedo, "Multilevel multiphase space vector PWM algorithm," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 5, pp. 1933-1942, May 2008.
- [7] Hagiwara, M.; Akagi, H., "Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters", Vol. 24, Issue 7, July 2009 pp.1737-1746.
- [8] C. A. Martins, T. A. Meynard, X. Roboam, and A. S. Carvalho, "Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives by using a multilevel converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, Issue 2, March 2002 pp. 286-297.
- [9] X. Lin-Shi, J.M. Rétif, X. Brun, F. Morel, C. Valentin, M. Smaoui, "Commande des systèmes hybrides rapides: applications aux systèmes mécatroniques", Journal Européen des Systèmes Automatisés, vol. 41, no 7-8, pp. 963-990, 2007
- [10] P. Vas, « Sensorless vector and direct torque control" Oxford: Oxford University Press, 1998, 560 p.