



HAL
open science

Commande des systèmes hybrides rapides. Applications aux systèmes mécatroniques

Xuefang Lin-Shi, Jean-Marie Rétif, Xavier Brun, Florent Morel, Mohamed Smaoui, Claire Valentin

► **To cite this version:**

Xuefang Lin-Shi, Jean-Marie Rétif, Xavier Brun, Florent Morel, Mohamed Smaoui, et al.. Commande des systèmes hybrides rapides. Applications aux systèmes mécatroniques. Journal Européen des Systèmes Automatisés (JESA), 2007, 41 (7-8), pp.963-990. 10.3166/jesa.41.963-990 . hal-00258088

HAL Id: hal-00258088

<https://hal.science/hal-00258088v1>

Submitted on 8 Apr 2019

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.

Copyright

Commande des systèmes hybrides rapides : applications aux systèmes mécatroniques

XueFang Lin-Shi* — Jean-Marie Rétif* — Xavier Brun* — Florent Morel* — Mohamed Smaoui* — Claire Valentin**

* Laboratoire Ampère UMR 5005
INSA Lyon
20 rue Albert Einstein
Bâtiment Léonard de VINCI
69621 Villeurbanne Cedex
xuefang.shi@insa-lyon.fr

** Laboratoire de Génie des Procédés
UMR 5007
Université de Lyon 1 ,Bât. 308 G
43 bd du 11 novembre 1918
69622 Villeurbanne Cedex
valentin@lagep.univ-lyon1.fr

RÉSUMÉ. Les systèmes électrotechniques et plus particulièrement l'association d'un convertisseur statique avec une charge constitue un système dynamique hybride pour lequel la commande est sujette à des contraintes de calcul en temps réel sévères (quelques centaines de microsecondes). La spécificité de ces systèmes hybrides nous a conduits à proposer un modèle simplifié dont la validité est restreinte à l'horizon de décision et une commande pouvant satisfaire à ces contraintes. Diverses stratégies de commande ont été testées et validées sur des démonstrateurs en temps réel sur les applications suivantes : convertisseur multi-cellulaire, machine synchrone, machine asynchrone et vérin électropneumatique.

ABSTRACT. Electrotechnical systems and specially the association of a static converter to a load constitute a dynamic hybrid system. Real-time constraints are important for the control of these systems (a few hundreds of microseconds). Specificities of these hybrid systems lead us to propose a simplified model with validity limited to the calculation occurrence and control approach which can fulfil these constraints. Different control strategies were established, tested and validated on real-time experimental equipments such as multi-cell converter, synchronous and asynchronous machine and pneumatic cylinder.

MOTS-CLÉS : Systèmes Dynamiques Hybrides, machines électriques, convertisseur multi-cellulaire, système électropneumatique, commande en temps réel.

KEYWORDS: Dynamic Hybrid Systems, electric motors, multi-cell converter, electropneumatic system, real-time control.

1. Préambule

Les Systèmes Dynamiques Hybrides (SDH) sont des systèmes dynamiques faisant intervenir explicitement et simultanément des phénomènes de dynamique

continue et événementielle. Ces systèmes sont classiquement constitués de processus continus interagissant avec ou supervisés par des processus discrets et qui nécessitent, pour leur description, l'utilisation de fonctions du temps continues par morceaux et de fonctions à valeurs discrètes.

Ces dernières années, une attention considérable a été portée à la recherche concernant les systèmes hybrides car ils couvrent plusieurs domaines d'applications tels que les systèmes électrotechniques, la commande de processus industriels, la robotique, les systèmes de transport.

En effet, beaucoup de processus contiennent des composantes discrètes, telles que des vannes, commutateurs, sélecteurs de vitesse, en plus d'une partie continue dans laquelle la pression, le débit, le courant, la tension ou la vitesse sont des variables réelles.

1.1. Modèles de SDH

La modélisation des systèmes hybrides, fait appel à de nombreux formalismes décrits largement dans la littérature dont nous pouvons dégager trois principales familles d'approches :

- La première, issue de l'automatique continue, étudie le comportement des procédés vus comme des systèmes continus comportant des discontinuités. Cela est le cas pour le Modèle affine par morceaux (Piece-Wise Affine) (Sontag, 1981) ou le Modèle mixte dynamique et logique (Mixed Logical Dynamic) (Bemporad et Morari, 1999). Plus récemment, des modélisations basées sur le concept d'énergie ont été développées, en utilisant les graphes de liens (Buisson, et al. 2002, 2004, Cormerais, et al., 2002) ou les graphes d'interconnexion de ports (Magos, 2005). La modélisation par graphes de liens décrit les équations du modèle par un diagramme de flux et des chaînes de causalité.
- La deuxième famille d'approches est issue des Systèmes à Événements Discrets (SED) qui modélisent les phénomènes continus par un ensemble fini de paramètres discrets. Les Réseaux de Petri hybrides (Le Bail, et al., 1991) font partie de cette famille d'approches.
- La troisième famille d'approches mixte, consiste à relier des équations algébro-différentielles avec des modèles SED. On peut citer : l'automate hybride (Alur, et al. 1995), les réseaux de Petri mixtes (chapitre 7 de (Zaytoon, 2001)) ou le modèle unifié de Branicky (Branicky, 1993, Branicky et al., 1994, Branicky, 1996).

1.2. Commandes des SDH

Pour la commande, de nombreuses approches issues de l'automatique des systèmes dynamiques continus ont été appliquées à des classes particulières de systèmes dynamiques hybrides.

Branicky et Mitter (1995) ont proposé différents algorithmes pour trouver une trajectoire optimale de commande des SDH. Ils sont basés sur la résolution de l'équation d'Hamilton-Jacobi-Bellman qui est le résultat de développements antérieurs sur la théorie de la programmation dynamique en automatique des Systèmes à Événements Discrets et de l'extension de l'équation d'Hamilton-Jacobi pour les systèmes à temps continu. Le principe du maximum de Pontryagin a été étendu aux SDH pour traiter le problème d'optimalité temporelle (Riedinger, et al, 1999). Dans (Manon, et al, 2002), cette approche a été exploitée pour un procédé de mélange de produits.

Cébron et al. (1999) utilisent des méthodes d'optimisation numériques pour le calcul d'une commande optimale réalisant une poursuite de trajectoire sous contraintes pour des SDH du type hystérésis. Cette méthode est appliquée à un système de régulation de température commandé par thermostat.

Une autre alternative est la commande prédictive des SDH, celle-ci cherche à poursuivre le mieux possible une trajectoire de référence définie par l'utilisateur.

Dans la communauté nationale, l'équipe de Supélec Gif et Rennes a essayé d'apporter une solution au problème de la complexité du calcul dans l'approche de Bemporad et Morari (Bemporad et Morari, 1999). Une stratégie de commande à énumération partielle pour l'optimisation et une stratégie à base d'algorithmes génétiques sont présentées afin de réduire le temps de calcul (J. Thomas, et al., S. Olaru, et al., 2004). Une étude comparative en simulation de la première stratégie à celle proposée initialement par Bemporad et Morari, sur le même banc d'essais à trois cuves pour un horizon de prédiction de 2, montre que le temps de calcul au départ d'environ 2 minutes par itération a été réduit d'un facteur de 13.

Toutes ces méthodes présentent une complexité algorithmique qui exige généralement un temps de calcul très important, ce qui réduit leur champ d'application aux processus lents comme les procédés chimiques ou thermiques par exemples.

Les applications qui nous intéressent se situent principalement dans le domaine de l'électrotechnique, pour lequel les grandeurs électriques évoluent rapidement, et la mise en œuvre en temps réel de ces commandes n'est pas envisageable.

Au regard de cette difficulté, notre approche consiste à utiliser un modèle simple représentatif du système hybride sur l'horizon de décision.

A partir d'un modèle général linéaire ou non du système, on détermine le domaine de linéarité, borné par la limite temporelle et/ou de l'espace d'état. Dans ce

domaine de linéarité, un modèle local est obtenu sur lequel on peut appliquer une ou plusieurs stratégies de poursuite dans l'espace d'état.

Dans cet article, après une présentation générale du principe de la méthode proposée, les différentes stratégies de commande sont expliquées à travers quatre applications, un convertisseur multi-cellulaire, un moteur synchrone, un moteur asynchrone, et un système électropneumatique. Ces applications sont mises en œuvre expérimentalement.

2. Principe de la commande hybride des systèmes rapides

Une topologie des systèmes hybrides a été proposée par Branicky (Branicky, et al. 1998):

- Systèmes hybrides à commutation autonome (*Autonomous switching*) ;
- Systèmes hybrides à saut autonome (*Autonomous impulses*) ;
- Systèmes hybrides à commutation contrôlée (*Controlled switching*) ;
- Systèmes hybrides à saut contrôlé (*Controlled impulses*).

L'approche que nous présentons ici s'intéresse plus particulièrement aux systèmes hybrides à commutation contrôlée. Cette classe de systèmes que nous qualifions comme systèmes à topologie variable comporte en général un modulateur d'énergie ayant un nombre m fini de configurations (m états de commutation) commandant un sous-système de nature continue (**Figure 1**).

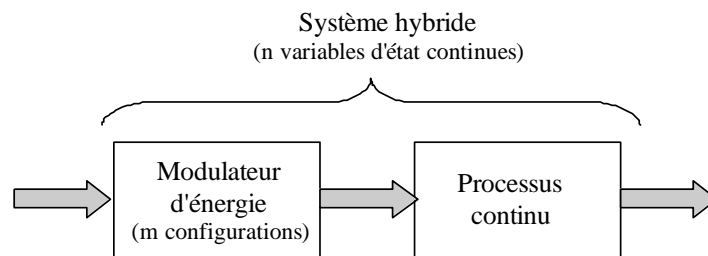


Figure 1. Classe de systèmes à topologie variable considérée

Comme nous l'avons évoqué lors du préambule, les contraintes sévères de calcul en temps réel inhérentes aux systèmes rapides nous ont conduits à utiliser un modèle rustique localement valide. Ce qui nous a mené à adopter la démarche suivante :

- a. Obtention d'un modèle général du comportement de l'ensemble modulateur d'énergie-processus continu. Une représentation d'état où le vecteur de commande peut prendre une des m configurations distinctes s'écrit.

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

- b. Détermination d'un modèle local valable sur l'horizon de décision τ et l'espace d'état requis :

$$x(t + \tau) = x(t) + \tau f(x(t), u_j(t)) \quad [2]$$

- c. 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 de décision maximum τ_{\max} et des limites dans l'espace d'état satisfaisant à cette condition.
- d. Détermination des directions possibles. A partir du point de fonctionnement mesuré à un instant t ($x(t)$) et du modèle local valable pour les limites définies précédemment (horizon de décision borné par τ_{\max} et domaine de validité dans l'espace d'état), il est aisé de déterminer toutes les directions d_j dans l'espace d'état, correspondantes aux différents états de la commande u_j :

$$d_j = x(t + \tau) - x(t) = \tau f(x(t), u_j(t)) \quad [3]$$

- e. Elaboration d'une ou plusieurs stratégies de choix. Connaissant l'état de référence $\underline{X}^\#$, une stratégie de choix peut se décliner avec diverses approches afin de sélectionner un ou plusieurs états de commutation du modulateur d'énergie (stratégies mono-coup ou multi-coups).

La spécificité du contexte technologique, la puissance de calcul et les contraintes globales de la commande, orientent les stratégies à définir. Ainsi, il est possible de travailler sur un temps d'application fixe ou variable et pour un ou plusieurs états discrets de la commande.

Les étapes décrites ci-dessus conduisent au schéma de principe **Figure 2**. Ainsi, à partir de l'ensemble des états de commutations du modulateur d'énergie, le modèle local, recalculé à chaque itération, permet de déterminer les différentes directions possibles dans l'espace d'état. Une stratégie de choix adéquate établit alors la commande à appliquer au processus continu.

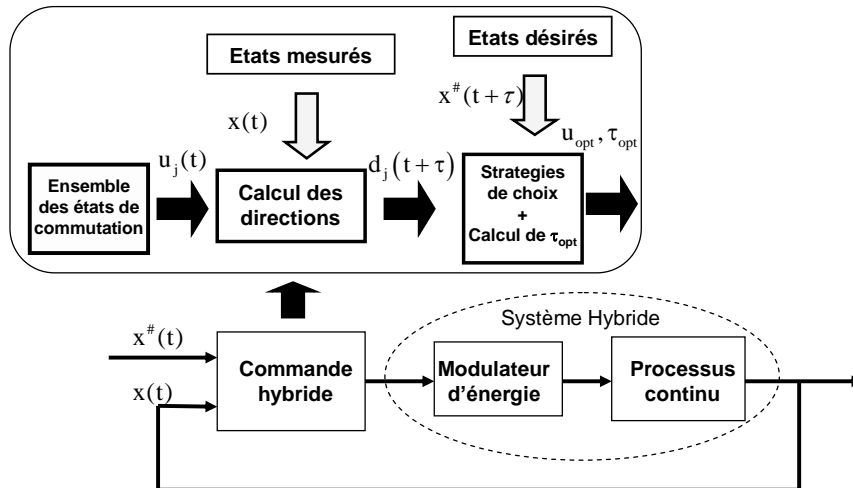


Figure 2. Principe de la commande proposée

Afin d'illustrer notre propos, nous allons décliner cette approche sur différents systèmes mécatroniques dans les domaines de l'électrotechnique et de l'électropneumatique. Les stratégies de choix reposeront sur l'application d'une seule configuration du modulateur d'énergie durant un temps constant (stratégie mono-coup) ou de 3 configurations (stratégie multi-coup).

3. Commande hybride d'un convertisseur multi-cellulaire associé à une charge inductive avec une stratégie mono-coup.

3.1. Préambule

Les convertisseurs statiques à plusieurs niveaux de tension utilisent un nombre important de cellules de commutations, mais ils présentent l'avantage d'obtenir des tensions supérieures à la tension maximale de leurs composants.

En outre, ce type de convertisseur, de part la multiplicité des niveaux de tension obtenus, assure une diminution significative des harmoniques de courant dans la charge.

La commande de ce type de convertisseur se fait généralement par des techniques intersectives (porteuses triangulaires déphasées).

La classe à laquelle nous allons nous intéresser ici sont les convertisseurs multi-cellulaires série apparus dans les années 90 (Meynard et al., 2002) et pour lesquels des problèmes spécifiques se posent pour le contrôle des commutations. Avec ce type de structure, il faut contrôler conjointement le ou les courants dans la charge ainsi que les tensions aux bornes des condensateurs.

Nous allons illustrer notre approche de commande avec un convertisseur monophasé à 3 cellules conformément à la **Figure 3**.

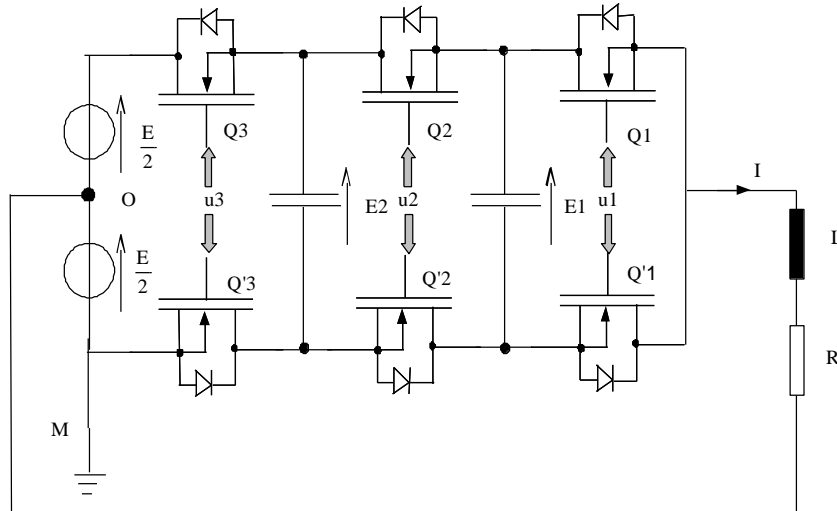


Figure 3. Schéma d'un convertisseur monophasé à 3 cellules

3.2. Modèle

Les états des transistors Q'_x, Q_x sont complémentaires, si nous notons u_x la commande correspondante, tel que :

$u_x = 1$ Q_x est passant et Q'_x ouvert.

$u_x = 0$ Q_x est ouvert et Q'_x passant.

Nous pouvons écrire pour les condensateurs et la charge :

$$C_1 \frac{d E_1}{dt} = I(u_2 - u_1) \quad C_2 \frac{d E_2}{dt} = I(u_3 - u_2) \quad V_0 = L \frac{d I}{dt} + R \cdot I \quad [4]$$

Notons V_{swj} la tension aux bornes des transistors Q'_j , nous pouvons écrire, dans le cas général de m cellules de commutations :

$$V_{swj} = \sum_{j=1}^{j=m} u_j (E_j - E_{j-1}), \text{ ce qui donne dans notre cas :}$$

$$V_{sw3} = u_3 (E - E_2) \quad V_{sw2} = u_2 (E_2 - E_1) \quad V_{sw1} = u_1 \cdot E_1 \quad [5]$$

$$\text{avec : } V_0 + \frac{E}{2} = V_{sw1} + V_{sw2} + V_{sw3} \quad [6]$$

En prenant comme vecteur d'état les 2 tensions aux bornes des condensateurs et le courant dans la charge $\underline{X}(t) = [E_1(t) \quad E_2(t) \quad I(t)]^T$ et comme vecteur d'entrée

$\underline{U}(t) = [u_1 \ u_2 \ u_3]^T$ nous pouvons déterminer, à partir des relations [4] à [6], la représentation d'état [7].

$$\dot{\underline{X}}(t) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{u_2 - u_1}{C_1} \\ 0 & 0 & \frac{u_3 - u_2}{C_2} \\ \frac{u_1 - u_2}{L} & \frac{u_2 - u_3}{L} & -\frac{R}{L} \end{pmatrix} \cdot \underline{X}(t) + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{E}{L} \cdot u_3 - \frac{E}{2 \cdot L} \end{pmatrix} \quad [7]$$

À un instant donné, les 8 possibilités de commutation du convertisseur donnent autant de directions différentes dans l'espace d'état défini par les valeurs des tensions E_1 E_2 et le courant I (**Figure 4**).

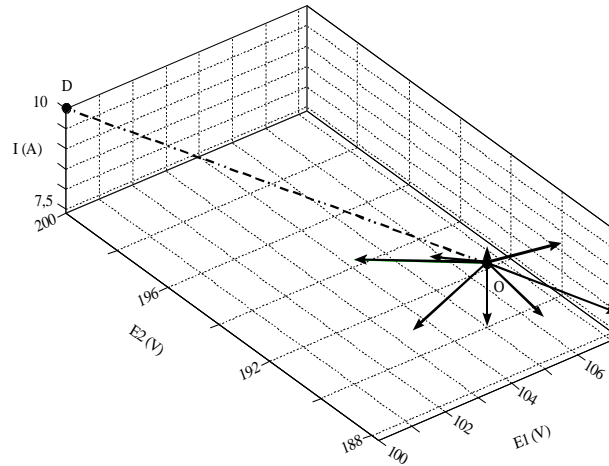


Figure 4. Directions dans l'espace d'état

3.3. Commande

La stratégie que nous avons adoptée ici consiste à choisir une configuration des états des cellules de commutation de l'onduleur qui sera maintenue durant un temps constant T_e . Nous prendrons comme configuration du convertisseur celle qui donne la direction \underline{d}_i dans l'espace d'état la plus proche de celle de l'objectif (**Figure 4**).

Les évolutions étant différentes dans le plan des tensions et du courant, nous avons normé l'espace d'état. Les facteurs de normalisation sur les directions E_1 E_2 et I influent sur le choix de la commutation choisie.

En outre, la charge des condensateurs étant liée directement au courant, le volume dans lequel sont incluses les directions évolue considérablement (**Figure 5**).

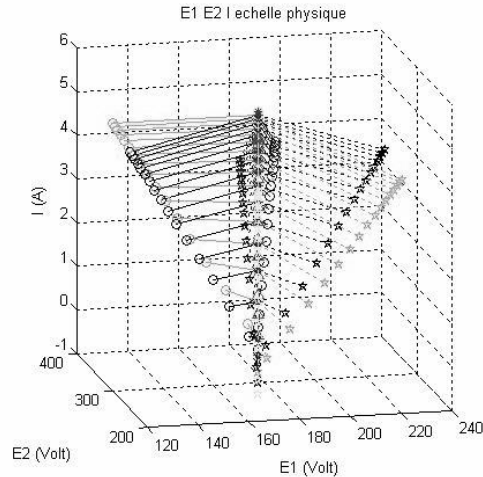


Figure 5. Evolution des directions pour différentes valeurs du courant dans la charge

Afin de s'affranchir de ce phénomène, il est nécessaire d'établir, à chaque pas de calcul, une normalisation adaptée aux évolutions des grandeurs électriques. Nous avons adopté le même facteur de normalisation pour les tensions de façon à ce que les projections des vecteurs d_i dans le plan $E_1 E_2$ soient comprises entre -1 et +1.

Dans la direction du courant les vecteurs d_i sont normés à $\pm\lambda$, cette valeur choisie expérimentalement permet de donner un poids relatif entre le suivi des tensions et du courant.

En effet, un respect rigoureux des tensions $E_1 E_2$ conduit à des oscillations sur le courant. A contrario, si une plus grande liberté est laissée aux tensions, le courant est meilleur. Nous avons, en conséquence, ajusté le facteur de pondération λ entre les tensions et les courants de façon à réduire les oscillations sur le courant tout en laissant les tensions évoluer dans un intervalle raisonnable.

Algorithme de commande :

- Pour les 8 états de commutation de l'onduleur, calcul, à l'instant $k \cdot T_e$, des directions possibles ;
- Pour les 8 états de commutation de l'onduleur, calcul des projections de la variation du vecteur d'état sur les 3 axes E_1, E_2 et I durant la période d'échantillonnage T_e ;
- Normalisation dans un carré [-1 1] de l'ensemble des projections des variations sur les axes E_1, E_2 ;
- Normalisation des variations du courant dans l'intervalle $[-\lambda + \lambda]$;

- Normalisation du vecteur objectif ;
- Choix parmi les 8 directions, de celle dont la distance Euclidienne avec l'objectif est la plus faible ;
- Application de l'état de commutation correspondant durant le temps T_e .

3.4. Validation expérimentale

Nous avons réalisé une maquette dont les caractéristiques sont les suivantes :

$$C1 = C2 = 33 \mu F \quad L = 100 mH \quad R = 25 \Omega$$

Ce convertisseur a été alimenté par une source continue $E = 60V$. L'algorithme de commande a été codé en langage C sur une carte dSpace DS1102. Les performances de cette carte ne nous ont pas permis d'avoir une période de calcul d'environ $470 \mu s$. Cette valeur, bien que trop importante vis-à-vis des constantes de temps de notre système, nous a tout de même permis de valider la démarche alors que, lors des simulations préalables, un temps de calcul de $50 \mu s$ donnait de plus faibles oscillations.

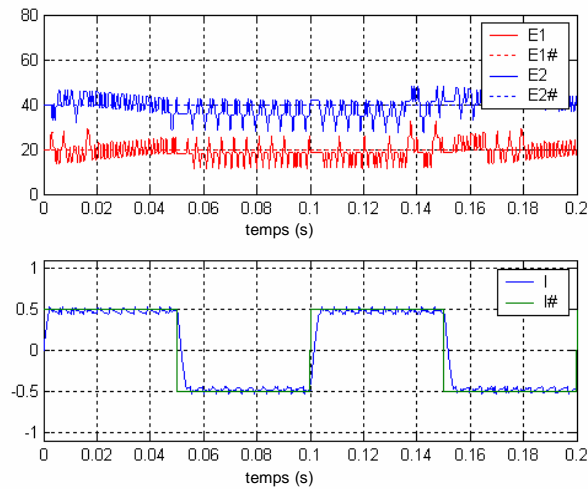


Figure 6. Consigne de courant en créneaux

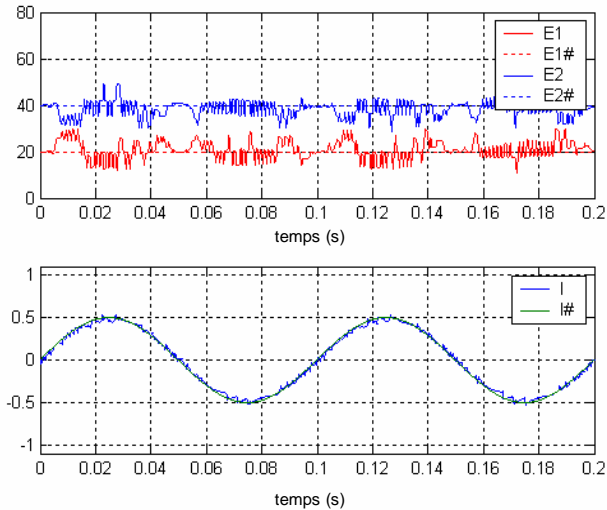


Figure 7. Consigne de courant sinusoïdale

Pour des références du courant de charge en créneaux et sinusoïdale, nous obtenons les résultats **Figure 6** et **Figure 7**. Nous pouvons constater que les tensions E_1 et E_2 évoluent autour de leurs consignes (20V et 40V) et assurent ainsi un suivi du courant correct eu égard à la période de calcul.

Cette approche encourageante avec un bras de convertisseur multi-cellulaire monophasé est poursuivie actuellement avec une structure triphasée assurant 512 niveaux de tensions. Dans cette configuration, les contraintes de calcul en temps réel constituent un défi, tant au plan des architectures numériques qu'au niveau de la synthèse des algorithmes de commande.

Ici, le fait d'avoir choisi une stratégie conduisant à l'application d'un seul état du convertisseur durant un temps constant impose un temps τ limité par le temps de calcul de l'algorithme. Cette méthode que nous qualifions de stratégie mono-coup implique des contraintes de calcul en temps réel plus sévères que lorsque plusieurs décisions sont prises sur l'horizon de décision (stratégie multi-coup). Nous verrons dans les deux exemples qui suivent les avantages de ce type d'approche à plusieurs décisions.

4. Commande hybride d'un ensemble onduleur-machine synchrone à aimants, avec une stratégie multi-coups.

Pour les machines synchrones et asynchrones la commande DTC (Direct Torque Control), peut être vue comme une approche considérant l'ensemble convertisseur machine comme un SDH.

DTC a été développée dans les années 80 pour contrôler le couple et le flux de la machine en agissant directement sur les configurations du convertisseur d'énergie (Takahashi and Noguchi 1986) Les avantages principaux de la commande DTC par rapport à la commande vectorielle, sont la rapidité de la réponse dynamique du couple et la faible dépendance par rapport aux paramètres de la machine. Cependant, le maintien du couple et du flux à l'intérieur des bandes d'hystérésis impose des contraintes de calcul en temps réel sévères (classiquement quelques dizaines de kHz) et une fréquence de commutation variable, ce qui conduit souvent à des bruits acoustiques. De plus, des estimateurs de flux et de couple sont nécessaires.

Comme la commande DTC, la commande hybride que nous présentons pour les machines synchrones et asynchrones détermine directement la configuration du convertisseur. Cependant, des différences majeures existent : si la commande DTC repose sur une heuristique des décisions à prendre à partir d'informations de tendances, la commande hybride est basée sur une représentation formelle du comportement de l'ensemble convertisseur-machine et élimine les comparateurs à hystérésis aussi bien que les estimateurs de flux et de couple.

4.1. Préambule

Le système à commander est une Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) associée à un onduleur triphasé à deux niveaux (**Figure 8**).

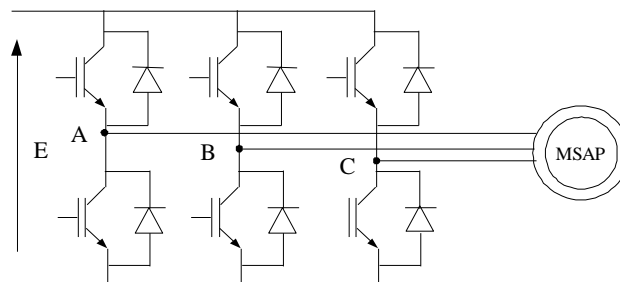


Figure 8. Ensemble MSAP onduleur

Ce système dynamique hybride (SDH) est composé d'un modulateur d'énergie (l'onduleur) ayant un nombre fini de configurations (ici 8) commandant un sous-système de nature continue (la machine synchrone).

Les états de chaque bras de l'onduleur sont les variables d'état discrètes du SDH. Ils définissent la configuration de ce système.

4.2. Modèle

Les variables d'état continues du SDH considéré sont les courants statoriques de la machine écrits dans un repère diphasé, lié au champ rotorique. Par constitution, la somme des trois courants de phase est nulle. Ces trois courants ne représentent que deux variables indépendantes. Un changement de repère, classique en électrotechnique, consiste à exprimer ces courants dans ce repère diphasé lié au champ rotorique par l'intermédiaire de la transformation de Park.

Dans ce nouveau repère noté d, q, les grandeurs électriques triphasées seront définies par deux composantes. En prenant comme vecteur d'état continu les deux composantes des courants statoriques I_{sd} et I_{sq} , le modèle d'état de la MSAP est donné par [8].

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd}(t) \\ \dot{I}_{sq}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & +\omega_r(t) \\ -\omega_r(t) & -\frac{R_s}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{sd}(t) \\ I_{sq}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd}(t) \\ V_{sq}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_r(t)}{L_s} \end{bmatrix} \cdot \Phi_f \quad [8]$$

R_s et L_s sont respectivement la résistance et l'inductance d'une phase, ω_r la vitesse électrique, Φ_f le flux au rotor, enfin, V_{sd} et V_{sq} sont les composantes des tensions statoriques dans le repère d, q.

L'état du bras A de l'onduleur peut être représenté par une variable discrète u_A telle que si $u_A = 1$, le transistor supérieur du bras A est passant ; si $u_A = 0$, c'est le transistor inférieur du bras A qui est conducteur.

Les tensions V_{sd} et V_{sq} peuvent alors être calculées grâce à [9].

$$\begin{bmatrix} V_{sd}(t) \\ V_{sq}(t) \end{bmatrix} = E \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot R(\theta_r) \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_A(t) \\ u_B(t) \\ u_C(t) \end{bmatrix} \quad [9]$$

avec $R(\theta_r) = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix}$ et θ_r position angulaire du rotor.

Parmi les 8 configurations possibles, 6 conduisent à des tensions non nulles aux bornes du moteur et 2 donnent des tensions nulles. Nous ne retiendrons donc que 7 configurations différentes pour le convertisseur.

Durant l'horizon de décision, nos hypothèses de travail supposent des évolutions des courants I_{sd} et I_{sq} rectilignes dans l'espace d'état et dont la norme est proportionnelle au temps d'application τ de la commande.

Avec ces hypothèses, il est possible d'établir un modèle de comportement simplifié [10].

$$\underline{X}(t + \tau) = F(\omega_r, \tau) \cdot \underline{X}(t) + H(\theta_r, \tau) \cdot \underline{U}(t) + E(\omega_r) \quad [10]$$

avec $U(t) = [u_A(t) \quad u_B(t) \quad u_C(t)]^t$

Ce modèle simplifié sera recalculé à chaque nouvelle itération de l'algorithme de commande.

4.3. Commande

La maîtrise de la vitesse ou de la position d'une machine tournante passe par le contrôle de son couple.

Dans le cas d'une MSAP, le couple électromagnétique est proportionnel au courant I_{sq} . La minimisation des pertes Joule lorsque les pôles sont lisses conduit donc à maintenir le courant I_{sd} à une valeur nulle.

Dans l'espace d'état, le point définissant l'objectif à poursuivre est caractérisé par les deux références de courants $I_{sd}^{\#} = 0$ et $I_{sq}^{\#}$, image du couple électromagnétique, calculé par un algorithme de commande classique indépendant de la commande hybride (boucle de vitesse et/ou de position).

L'approche choisie est une stratégie multi-coups à 3 décisions pour laquelle nous aurons 3 configurations du convertisseur, 2 correspondant à des tensions non nulles aux bornes du moteur et la troisième correspondant à des tensions nulles.

Notons τ_i et τ_j les temps d'application correspondant aux 2 états du convertisseur fournissant des tensions non nulles au moteur et τ_z le temps d'application d'une des 2 configurations donnant des tensions nulles.

Les temps d'application de ces configurations sont calculés de manière à ce que leur somme soit égale à un temps constant correspondant à la période de calcul T_e .

Ce choix particulier des configurations conduisant à appliquer 3 tensions durant un temps fixe permet d'utiliser les circuits classiques de modulation de largeur d'impulsions habituellement intégrées aux cartes de commandes. Cependant l'élaboration des temps de conduction repose sur une approche directe de la commande des grandeurs électriques et ne fait pas appel à un modèle moyen de comportement.

Avec cette contrainte, les points de l'espace d'état atteignables sont inclus dans un triangle défini par les extrémités des vecteurs correspondants aux 3 directions choisies (Morel F. et al., 2004). Le module de ces vecteurs correspond au temps d'application maximum soit ici T_e (**Figure 9**).

Ainsi, l'espace atteignable dans le plan I_{sd} , I_{sq} sera constitué par le polygone reliant les 6 extrémités des directions actives (tensions différentes de zéro). La consigne est définie par les coordonnées du point D ($I_{sd}^{\#}$, $I_{sq}^{\#}$). Si elle se trouve dans le polygone, il sera toujours possible de trouver 3 états du convertisseur atteignant ce point (**Figure 10**). Dans le cas contraire, nous prendrons comme consigne le point d'intersection de la direction OD avec le coté correspondant du polygone.

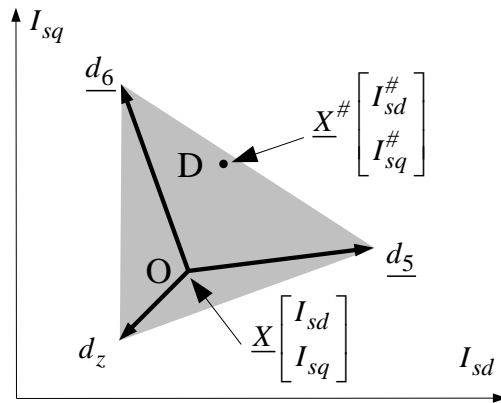


Figure 9. Espace atteignable en utilisant les configurations 5 et 6

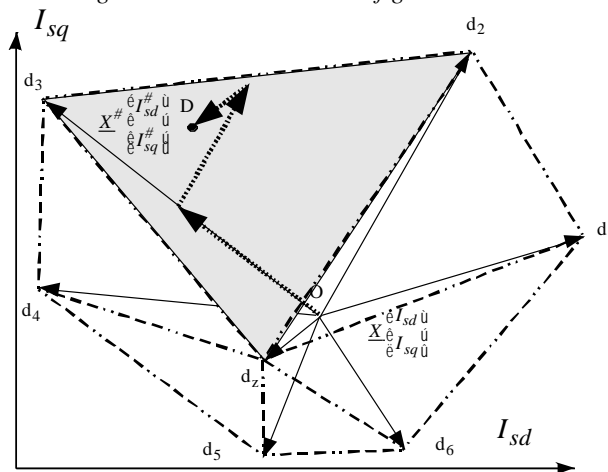


Figure 10. Décomposition suivant 3 directions

4.4. Validation expérimentale

Le banc d'essais est constitué :

- de 2 MSAP de 1,57 kW accouplées (l'une utilisée en moteur, l'autre en génératrice),
- d'un onduleur triphasé alimenté par une alimentation continue,
- d'un codeur incrémental de 4096 points et de trois capteurs de courants LEM.

L'algorithme de commande est assuré par un PC et une carte dSpace DS1102. Sa structure générale est la suivante :

Algorithme de commande :

- Pour les 7 configurations du convertisseur, calcul des 6 directions actives (d_1 à d_6) et de la direction d_z à partir de l'équation [3] ;
- A partir du vecteur objectif \overline{OD} choix de 2 vecteurs actifs ;
- Calcul des temps d'application des configurations du convertisseur pour les deux vecteurs actifs et pour le vecteur nul d_z ;
- Calcul des instants de commutation de l'onduleur ;
- Application des 3 configurations.

Le pas de calcul est de $300\mu s$ et la période de modulation du convertisseur a été fixée à $100\mu s$.

Les résultats expérimentaux présentés **Figure 11** et **Figure 12** correspondent à une inversion du couple nominal conduisant à une inversion du sens de rotation de 1250 tr/min.

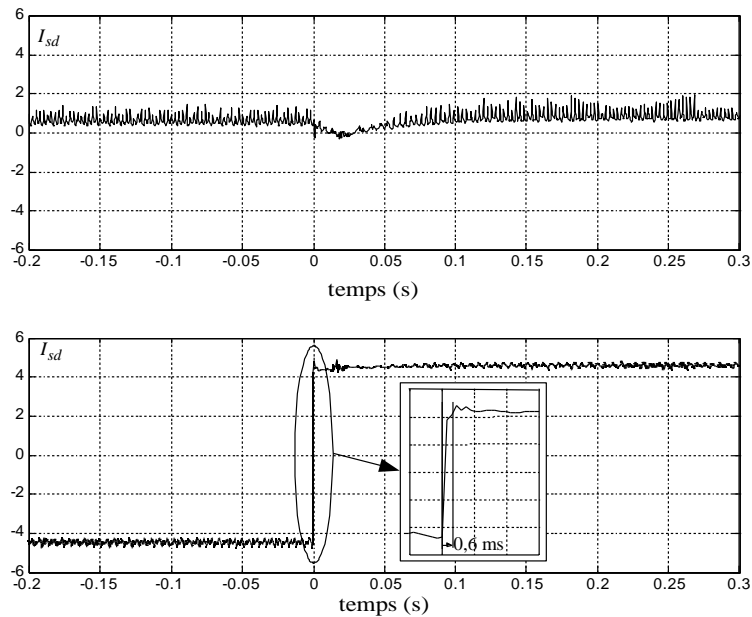


Figure 11. Courants I_{sd} et I_{sq} lors d'une inversion du couple nominal

Le courant sur l'axe q (qui est l'image du couple électromagnétique) a une ondulation très faible en régime permanent. **La Figure 11** montre que l'inversion du couple nominal est obtenue en environ $600\mu s$, c'est-à-dire en deux pas de calcul.

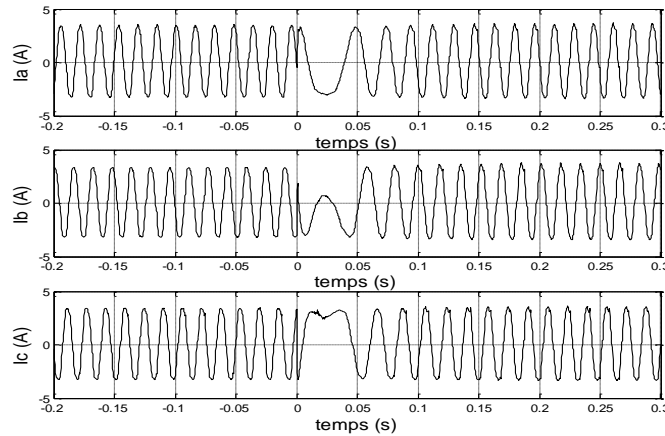


Figure 12. Courants de phase lors d'une inversion du couple nominal

La **Figure 12** montre l'évolution des courants statoriques pendant le même intervalle de temps.

Le choix adéquat des commutations de l'onduleur pour maîtriser la dynamique des courants I_{sd} et I_{sq} conduit à l'absence de surintensité durant l'inversion du sens de rotation, ce qui représente une propriété remarquable de ce type de commande.

Nous avons mené, avec une approche similaire, la commande en couple d'une machine synchrone à rotor bobiné (MSRB). Les résultats expérimentaux ont été similaires à ceux de la MSAP (Rétif et al., 2004).

Les commandes classiques de type vectorielles ne peuvent concurrencer en terme de vélocité les commandes directes telle la DTC ou celle présentée ici. Nous avons tout de même, avec le même dispositif expérimental, testé une commande vectorielle découplée associée à des correcteurs de type PI. Nous avons obtenu une inversion du couple nominal en 20ms avec une période de calcul de $500\mu s$ et une période de modulation de $100\mu s$ [Morel, et al., 2007].

5. Commande hybride d'une machine asynchrone associée à un onduleur, avec une stratégie multi-coups.

5.1. Préambule

Dans le cas des MSAP, la taille du vecteur de commande est égal au nombre de variables d'état à commander, ainsi, les tensions V_{sd} et V_{sq} contrôlent I_{sd} et I_{sq} .

Pour la machine asynchrone (MAS), il en est tout autrement puisque nous avons 4 variables d'état pour 2 variables de commande.

5.2. Modèle

La commande de cette machine se fera dans le repère du champ tournant. Le vecteur d'état est de dimension 4, 2 composantes pour le courant statorique (I_{sd} et I_{sq}) et 2 composantes pour le champ rotorique (Φ_{rd} et Φ_{rq}). Dans ce repère, les équations d'état continues sont données par la relation [11].

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{\Phi}_{rd} \\ \dot{\Phi}_{rq} \end{bmatrix} = A(\omega_r, \omega_s) \cdot \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + B \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad [11]$$

Les matrices A et B contiennent les paramètres de la machine (résistances, inductances qui sont considérées comme constantes) ainsi que les pulsations dues à la rotation de l'arbre (ω_r) et au champ tournant (ω_s).

Comme pour la machine synchrone à aimants, une discrétisation au premier ordre permet d'obtenir le modèle discret suivant :

$$\underline{X}(t + \tau) = F(\omega_r, \omega_s, \tau) \cdot \underline{X}(t) + H(\theta_r, \tau) \cdot \underline{U}(t) \quad [12]$$

$$\text{avec } \underline{U}(t) = [u_A(t) \quad u_B(t) \quad u_C(t)]^t$$

5.3. Commande

Le convertisseur à deux niveaux utilisé, permet, comme nous l'avons montré précédemment, d'avoir 8 configurations possibles (avec 6 fournissant une tension non nulle aux bornes de la machine (configuration active) et 2 fournissant une tension nulle).

Pour la machine asynchrone, nous avons 4 variables d'état à maîtriser et un vecteur de commande de dimension 2. Une analyse des variables d'état pour les différentes commutations possibles du convertisseur montre des dynamiques très différentes.

En effet pour une configuration de l'onduleur maintenue durant un temps constant de 100 μ s, si nous ramenons les variations par rapport aux valeurs nominales, l'évolution des flux est de l'ordre d'un millièème alors qu'elle représente 10% pour les courants.

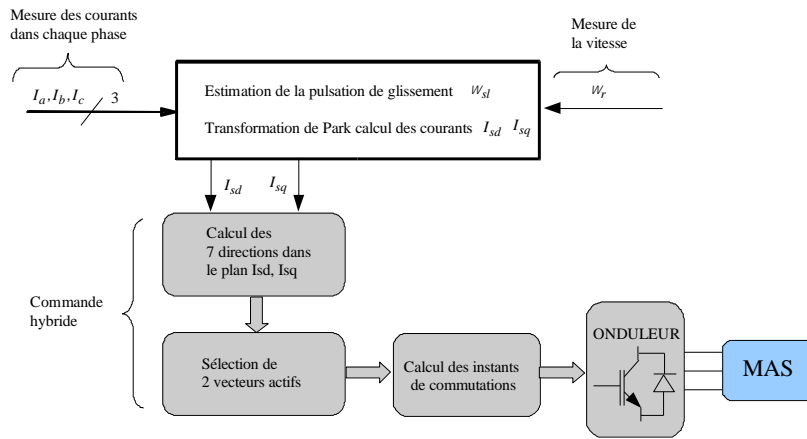


Figure 13. Schéma de principe de la commande

Sachant qu’avec 2 grandeurs de commande, il est possible de contrôler indépendamment seulement 2 variables de sortie, nous avons opté pour les grandeurs rapides, soit ici les deux composantes des courants statoriques.

Comme pour la commande vectorielle, nous nous placerons dans le repère d,q lié au champ tournant de manière à ce que la composante du flux rotorique soit nulle sur l’axe q. Le calcul du champ tournant, connaissant la vitesse du rotor, nécessite une estimation ou une observation de la pulsation de glissement $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$.

Si le comportement réel du moteur est proche du modèle servant à la construction de l’observateur ou de l’estimateur, le respect des références sur les courants conduit à la satisfaction des flux désirés.

Nous appliquerons, dans le sous espace d’état de dimension 2 défini par le plan I_{sd}, I_{sq} , une stratégie de choix similaire à celle que nous avons décrite pour la machine synchrone.

Ainsi la décomposition du vecteur objectif défini par $\left(\begin{bmatrix} I_{sd}^{\#} - I_{sd} \\ I_{sq}^{\#} - I_{sq} \end{bmatrix} \right)$ sur 2 directions actives et une direction non active permet de reconstruire une séquence des commutations des 3 bras de l’onduleur.

5.4. Validation expérimentale

Le banc d’essais est constitué d’une machine asynchrone de 1,8 kW connectée à un onduleur triphasé et une carte de commande dSpace DS1104.

La période d’application pour les 3 états de l’onduleur est de $100 \mu s$ et le pas de calcul de la commande est de $400 \mu s$.

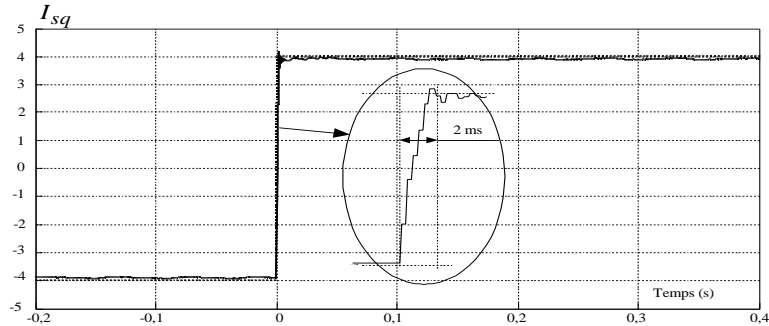


Figure 14. Echelon sur I_{sq}

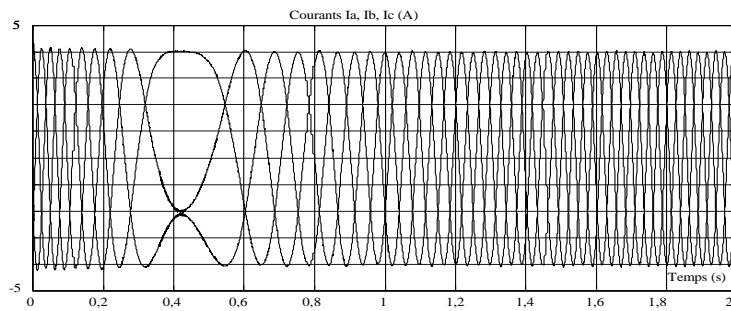


Figure 15. Courants de phase I_a , I_b , I_c

Avec un algorithme similaire à celui utilisé pour la commande de la MSAP, nous avons effectué des essais en réponse de couple similaires à ceux menés sur la MSAP. Pour une inversion de couple dont l'image est le courant I_{sq} , nous obtenons un temps de réponse de 2ms (**Figure 14**). Comme pour la machine synchrone, les références de courant sont suivies avec vélocité. Il est remarquable que cette inversion du sens de rotation s'effectue sans surintensité des courants dans les trois phases (**Figure 15**).

Nous pouvons constater une légère erreur statique sur l'ensemble des essais menés. Celle-ci est due en partie aux commutations non idéales de l'onduleur. Cependant la consigne de couple étant généralement fournie par une boucle de commande classique régulant la vitesse, cette erreur n'aura guère d'influence sur les performances de la commande globale.

6. Commande hybride d'un actionneur électropneumatique piloté par 2 distributeurs, avec une stratégie mono-coup.

6.1. Préambule

Les actionneurs pneumatiques sont présents dans un très grand nombre de procédés industriels, notamment pour des applications nécessitant un asservissement en force ou en position. L'utilisation de vérins pneumatiques présente en effet plusieurs avantages sur les autres technologies : faible poids, faible coûts, facilité d'installation et de maintenance, facilités de transfert de puissance, sécurité même en environnement explosif...

Les applications sont multiples, allant de la commande automatisée multi-axes de machine outils à l'instrumentation médicale. Les machines de fatigue représentent le plus grand domaine d'application des vérins pneumatiques asservis en force. On retrouve par exemple cette technologie chez les constructeurs automobiles pour le test de pièces de suspension en élastomère.

La commande des systèmes pneumatiques reste toujours une tâche difficile puisque ces systèmes présentent en plus des perturbations extérieures, de fortes non-linéarités et des erreurs paramétriques (Shearer, 1956, Burrows, 1972).

Il existe pourtant plusieurs algorithmes permettant un contrôle en force des vérins, mais toujours en utilisant des servo-distributeurs. Les plus performants sont basés sur la théorie complexe des systèmes non linéaires (Edge, 1997). On distingue des commandes basées sur le concept de platitude (Brun et al, 2002), les commandes par modes glissants d'ordre 1 (Bouri et al, 1996) ou plus récemment d'ordre supérieur (Laghrouche et al, 2006, Smaoui et al, 2006), les commandes type backstepping (Smaoui et al, 2006, Li et al, 1997). L'originalité de la commande développée à pour but de remplacer les *servo-distributeurs* par des *distributeurs tout ou rien* sans dégrader les performances du système. Il s'agit d'offrir aux industriels une alternative aux commandes actuelles à un prix moins élevé. Cette technologie tout ou rien interdit par nature l'utilisation des techniques de commande pré-citées et seules à ce jour des commandes hybrides ont été testées soit en asservissement de position (Legrand et al, 2005) soit en asservissement d'effort (Brun et al, 2006, Sellier et al, 2006).

Nous appliquerons ici la commande hybride à la commande en force d'un vérin pneumatique commandé par des distributeurs 'tout ou rien'. L'organe de commande est formé de deux distributeurs qui peuvent prendre chacun trois états discrets (à l'admission, fermé, à l'échappement). L'actionneur est un vérin pneumatique, dont les variables (mécaniques et pneumatiques) sont continues. Il s'agit donc bien d'un système hybride représenté par la **Figure 16**.

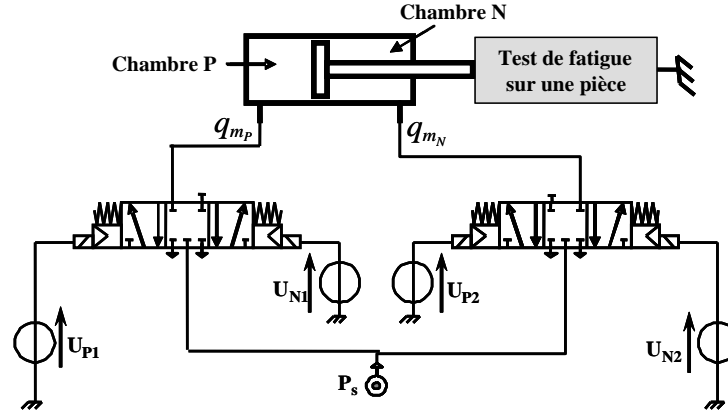


Figure 16. Schéma du système d'actionnement électropneumatique

6.2. Modèle

La commande possède en théorie 16 états discrets mais afin d'éviter l'alimentation synchronisée des deux électro-aimants d'un même distributeur, seuls 9 états sont admissibles. D'après les hypothèses classiquement utilisées en modélisation des systèmes électropneumatiques (Shearer, 1956, Burrows, 1972) le modèle du système est donné par l'équation [13]:

$$\begin{cases} \frac{dp_P(t)}{dt} = \frac{krT}{V} q_{m_p}(x_P(U_{P1}, U_{N1}, t), p_P(t)) \\ \frac{dp_N(t)}{dt} = \frac{krT}{V} q_{m_N}(x_N(U_{P2}, U_{N2}, t), p_N(t)) \end{cases} \quad [13]$$

q_{m_p} et q_{m_N} représentent les débits massiques délivrés par chaque distributeur, k la constante polytropique, r la constante des gaz parfaits, T la température dans la chambre, V le demi-volume du cylindre (car le piston est en position de sorte que les volumes de chaque chambre sont égaux), $x_P(U_{P1}, U_{N1}, t)$ et $x_N(U_{P2}, U_{N2}, t)$ la position à l'instant t du tiroir du distributeur P (resp. N) pour un jeu de commande (U_{P1}, U_{N1}) (resp. (U_{P2}, U_{N2})) donné. Ce modèle d'ordre 2 fait intervenir les deux variables d'état p_P et p_N correspondant aux pressions dans les chambres P et N. La difficulté principale concerne la modélisation des débits massiques délivrés par les distributeurs. Afin de trouver un bon compromis entre la qualité du modèle et la rapidité de calcul de la loi de commande une première approximation a permis de retenir comme modèle équivalent du distributeur : un modèle dynamique correspondant à un retard pur et un modèle statique issu de caractéristique expérimental conformément à la **Figure 17**.

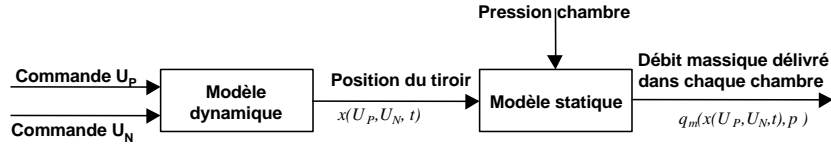


Figure 17. Schéma bloc du modèle du distributeur

6.3. Commande

La littérature est assez pauvre en terme de commande de systèmes électropneumatiques via des composants tout ou rien (Van Varseveld 1997, Ham et al., 2005). La stratégie développée est détaillée dans (Sellier et al., 2006). Pour le système électropneumatique étudié, l'espace d'état est donc de dimension 2. La représentation des états atteignables est donc facilitée. L'objectif étant d'atteindre un effort désiré F qui a pour équation une droite dans le plan des variables d'état conformément à l'équation [14]:

$$p_P = \left(\frac{S_N}{S_P} \right) p_N + \left(\frac{F}{S_P} + \frac{S_P - S_N}{S_P} p_E \right) \quad [14]$$

où S_p et S_N représentent les surfaces effectives de chacune des chambres du piston et p_E représente la pression atmosphérique.

A chaque pas d'échantillonnage, l'algorithme de commande hybride calcule les 9 directions possibles et choisit le point le plus proche de la force désirée, via le calcul de la distance euclidienne. Ce point doit se trouver à l'intérieur du domaine physique: la pression dans chaque chambre étant comprise entre la pression atmosphérique et la pression source (7 bar absolus) (voir Figure 18).

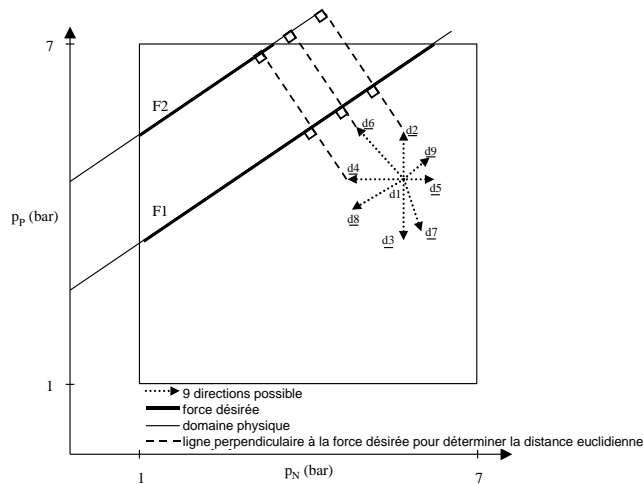


Figure 18. Stratégie de commande hybride

Cet algorithme entraîne des dépassements de consigne qui peuvent être néfastes pour le composant à tester, ainsi pour remédier à ce problème deux améliorations ont été apportées :

1/ Toute direction qui amène le système sur un point de fonctionnement lui faisant franchir la droite de consigne (voir **Figure 18**) est interdite afin d'éviter tout dépassement théorique de l'effort désiré.

2/ Le temps d'application de la commande est modulé lorsque l'on se rapproche de la force désirée, ceci permet de limiter l'erreur statique.

En résumé, l'algorithme de commande, exécuté sur une carte dSpace DS1104 possède la structure générale suivante. A chaque pas d'échantillonnage :

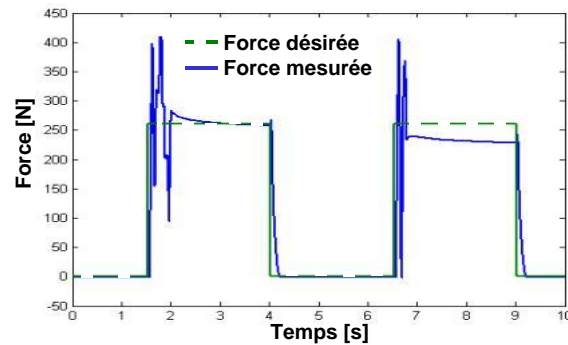
- Calcul des 9 directions possibles (dues aux 9 états admissibles du système d'actionnement électropneumatiques) issues des gradients de pression donnés par le système d'équations différentielles [13] ;
- Calcul d'une stratégie mono-coup limitant l'erreur quadratique entre l'effort désiré et l'effort estimé par le modèle physique, sous contrainte de :
 - rester dans le domaine physique
 - ne pas dépasser l'effort de consigne
- Modulation du temps d'application de la commande en fonction de l'amplitude de l'erreur d'effort, afin de limiter l'erreur statique ;
- Application de la meilleure des 9 configurations.

6.4. Validation expérimentale

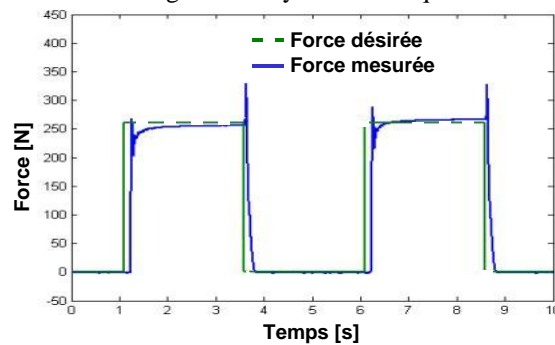
Cette commande hybride a été mise en œuvre sur un banc d'essai composé de deux distributeurs 5/3 à centre fermé, une seule voie d'utilisation étant reliée à un vérin simple tige (diamètre cylindre 32 mm / diamètre tige 20 mm) de course égale à 500 mm produisant des efforts maximums de l'ordre de 450 N sous 7 bars. L'algorithme de commande est assuré par un PC muni d'une carte dSpace DS 1104, la période d'échantillonnage est fixée à 20 millisecondes. Dans ce cas, contrairement aux autres applications présentées dans ce papier le système est lent. Ces premiers travaux constituent une étude de faisabilité afin d'intégrer cette commande sur un système électropneumatique miniature avec des composants beaucoup plus rapides qui nécessiteraient un échantillonnage de la loi de commande de l'ordre de quelques centaines de microsecondes. Des échelons de consigne à 0.2 Hz et d'amplitude 250 N constituent la trajectoire en effort désirée.

Les **Figure 19a** et **Figure 19b** représentent respectivement les résultats expérimentaux obtenus avec l'algorithme de commande hybride classique et avec l'algorithme de commande hybride modifié. En terme de temps de réponse, d'erreur

statique et de répétabilité, les résultats obtenus sont de l'ordre de ceux obtenus avec une commande type retour d'état sur des composants type servo-distributeurs. Ainsi avec un algorithme facile à mettre en œuvre, ne demandant que deux paramètres de réglage (pour la version modifiée de commande hybride) et avec des composants industriels basiques, les premiers résultats obtenus semblent encourageants pour développer des axes électropneumatiques asservis faible coût.



a/ Algorithme hybride classique



b/ Algorithme hybride modifié

Figure 19. Résultats expérimentaux pour une trajectoire d'effort donnée

7. Conclusion

La méthodologie proposée nécessitant des trajectoires dans l'espace d'état rectilignes et proportionnelles au temps d'application de la commande, il est impératif que l'obtention d'un modèle simplifié soit possible.

La commande hybride présentée ici peut être envisagée pour tout système physique à commutations remplissant ces conditions.

La rusticité du modèle obtenu réduit considérablement les durées de calcul en temps réel. Cette technique appliquée aux machines synchrones et asynchrones avec un onduleur permet de contrôler le couple de la machine directement au niveau des

commutateurs. Une très grande dynamique de couple a pu être obtenue. La maîtrise des courants en régime transitoire autorise la réalisation d'un asservissement de vitesse en ajoutant un seul régulateur à la commande hybride.

Les premiers résultats sur l'association d'un convertisseur multicellulaire autorisent d'entrevoir d'autres démarches de contrôle pour ce type de convertisseur.

Enfin concernant les actionneurs électropneumatiques, la commande hybride a ouvert de nouvelles perspectives scientifiques pour la synthèse de nouvelles lois de commandes utilisant des organes de commande 'tout ou rien' et pour le développement de l'électropneumatique asservie faible coût.

8. Bibliographie

- Alur R., Courcoubetis C., Halbwachs N., Henzinger T., Ho P., Nicollin X., Olivero A., Sifakis J., Yovine S., «The algorithmic analysis of hybrid systems», *Theoretical Computer Science*, vol. 138, 1995, p. 3-34.
- Bemporad A. , Morari M., «Control of Systems Integrating Logic, Dynamics, and Constraints», *Automatica*, vol. 35, n°3, 1999, p. 407-427.
- Bouri M., Thomasset D., "Sliding Control of an Electropneumatic Actuator Using an Integral switching Surface", *IEEE Trans. Control Systems Technology*, vol.9, 2001, p.368-375.
- Branicky M.S., «Topology of Hybrid Systems », *32nd IEEE Conference on Decision and Control*, San Antonio, Texas, 1993, p. 2309-2314.
- Branicky M.S., V.S. Borkar, S.K. Mitter, «A unified framework for hybrid control », *33rd IEEE Conference on Decision Control*, Lake Buena Vista, FL, 14-16 Dec. 1994, p.228-4234.
- Branicky M.S., Mitter S. K., «Algorithms for optimal hybrid control», *34rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC95)*, New Orleans, p. 2661-2666, 1995.
- Branicky M.S., «On a class of general hybrid dynamical systems », *13th triennial world congress*, San Francisco, USA, 1996.
- Branicky, M. S., V. S. Borkar, S. K. Mitter, «An unified framework for hybrid control: model and optimal control theory». *IEEE Transaction on Automatic Control*, vol. 43, n°1, 1998, p. 31-45.
- Brun X , M. Smaoui, J.M. Retif, X.F. Lin-Shi, Eric Bideaux, «Force control at low cost in pneumatic field», *Bath Workshop on Power Transmission & Motion Control*, Bath, England, 13-15 September 2006.
- Brun X. , D. Thomasset, E. Bideaux, "Influence of the process design on the control strategy: application in electropneumatic field", *Control Engineering Practice*, Volume 10, Issue 7, July 2002, p. 727-735.
- Buisson, J., Cormerais H., Richard P.Y., «Analysis of the Bond Graph Model of Hybrid Physical Systems with Ideal Switches, *Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 216, n°11, 2002, p. 47-72.

- Buisson J., Cormerais H., Zainea M., Guéguen H., Godoy E., «A formal approach to compute hybrid automata models for linear physical systems with ideal switches», *2004 IEEE CACSD*, Taipei, Taiwan, 2004.
- Burrows, C.R. *Fluid Power Servomechanisms*, London : Van Nostrand Reinhold Company, 1972.
- Cébron B., Sechilariu M., Burger J., «Optimal Control of Hybrid Dynamical Systems with Hysteresis», *European Control Conference (ECC99)*, Karlsruhe, 1999, p. 260-266.
- Cormerais H., Buisson J., Leirens S., Richard P. Y., «Calcul symbolique de l'ensemble des équations d'état pour les bond graphs en commutation», *Conférence Internationale Francophone d'Automatique. CIFA*, Nantes, 2002.
- Edge, K.A., "The control of fluid power systems - responding to the challenge", *Journal of Systems and Control Engineering*, vol. 211, n°12, 1997, p. 91-110.
- Ham, R.V, Verrelst, B., Daerden, F., Vanderborgh, B., Lefeber, D., "Fast and accurate pressure control using on/off valves", *International Journal of Fluid Power*, vol 6, n°1. 2005.
- Le Bail J., Alla H., David R., « Hybrid Petri Nets ». *European Control Conference*, Grenoble, 1991, p. 1472-1477.
- Legrand X. , J.M. Rétif, M. Smaoui, X. Brun, D. Thomasset, X.F. Lin-Shi «Hybrid control with on/off electropneumatic standard valve for tracking positioning», *Bath Workshop on Power Transmission & Motion Control*, Bath, England, 7-9 Septembre 2005, p. 45-58.
- Laghrouche, M. Smaoui, F. Plestan, X. Brun «Higher order sliding mode control based on optimal approach of an electropneumatic actuator « *International Journal of Control* , vol. 79, n°2, February 2006, p. 119-131.
- Magos M. Sur la modélisation des systèmes dynamiques à topologie variable: une formulation Hamiltonienne à ports paramétré, Thèse de doctorat, Université Claude Bernard - Lyon I, 2005
- Manon, P., Valentin-Roubinet C., Gilles G. «Optimal Control of Hybrid dynamical Systems: Application in Process Engineering», *Control Engineering Practice*, vol. 10, 2002, p. 133-149.
- Meynard T. A., Foch H., Thomas P., Courault J., Jakob R. et Nahrstaedt M., "Multicelle converters: basic concepts and industry applications», *IEEE Transaction on Industrial Applications*, vol. 49, n°5, 2002, p. 955-964.
- Morel F., Rétif J.M., Lin-Shi X., Llor A., «Fixed switching frequency hybrid control for a permanent synchronous machine», *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT'04)*, Hammamet (Tunisie), 8-10 December 2004.
- Morel, F., J.M. Retif, X. Lin-Shi, C. Valentin., «Permanent Magnet synchronous Machine Hybrid Torque Control», *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, numéro spécial "Electric Machinery & Adjustable Speed Motor Drives" (acceptée pour publication), 24 pages, 2007.
- Olaru S., Thomas J, Dumur D., Buisson J., «Algorithmes génétiques pour la commande prédictive de systèmes hybrides sous forme MLD», *Conférence Internationale Francophone d'Automatique CIFA'2004*, Douz, Novembre 2004.

- Riedinger P., Zanne C., Kratz F., «Time Optimal Control of Hybrid Systems», *American Control Conference*, San Diego, 1999, p. 2466-2470.
- Sellier A., Brun X., Sesmat S., Retif J.M., Lin-Shi X.F., Thomasset D., Smaoui M., «Hybrid Force control with on/off electro-pneumatic standard distributors», *Journal of Fluid Power*, vol. 7, n°1, March 2006, p. 51-59.
- Shearer, J.L. «Study of pneumatic processes in the continuous control of motion with compressed air. Parts I and II», *Trans. Am. Soc. Mech. Eng.* vol. 78, 1956, p. 233-249.
- Smaoui M. , X. Brun, D. Thomasset, «A study on tracking position control of electropneumatic system using backstepping design», *Control Engineering Practice*, vol. 14, Issue 8, August 2006, p. 923-933.
- Smaoui M. , X. Brun, D. Thomasset, «Systematic control of an electropneumatic system: integrator backstepping and sliding mode control», *Transactions on Control System Technology*, vol. 14, Issue 5, Sept. 2006, p. 905- 913.
- Sontag E. D., «Nonlinear regulation: the piecewise linear approach », *IEEE Trans. Aut. Control*, vol. 26, n°2, 1981, p. 346-357.
- Thomas J, Dumur D., Buisson J., «Predictive control of hybrid systems under a multi-MLD formalism with state space polyhedral partition», *American Control Conference 2004*, Boston, Juillet 2004, p. 2516-2521.
- Van Varseveld, R.B., Bone, G.M., «Accurate position control of a pneumatic actuator using on/off solenoid valves», *Transactions on Mechatronics, IEEE/ASME*, vol. 2, Issue 3, 1997, p. 195-204.
- Zaytoon J., *Modélisation, analyse et commande des systèmes dynamiques hybrides, ouvrage collectif du traité I2C*, Paris, Hermès, 2001.