



**HAL**  
open science

## Représentation d'état directe pour la commande prédictive de convertisseurs de puissance multi-niveaux

Samuel Jupin, Ionel Vechiu, Gerardo Tapia

► **To cite this version:**

Samuel Jupin, Ionel Vechiu, Gerardo Tapia. Représentation d'état directe pour la commande prédictive de convertisseurs de puissance multi-niveaux. Symposium de Génie Electrique (SGE 2018), Jul 2018, Nancy, France. hal-02353383

**HAL Id: hal-02353383**

**<https://hal.science/hal-02353383>**

Submitted on 7 Nov 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.

# Représentation d'état directe pour le contrôle prédictif de convertisseurs de puissance multi-niveaux

Samuel JUPIN<sup>1,2</sup> ; Ionel VECHIU<sup>1</sup> ; Gerardo TAPIA<sup>2</sup>

1: ESTIA-RECHERCHE, ESTIA, Bidart, France; 2: Faculty of Engineering, UPV/EHU, San Sebastián, Espagne

**RESUME – De nouveaux paradigmes de production et de distribution de l'électricité émergent, impactant entre autres les convertisseurs de puissance. En conséquence, les convertisseurs et leur contrôle évoluent rapidement. Malheureusement, ces derniers, gênés par la composante discrète qu'apportent les composants actifs des convertisseurs, se spécialisent au fur et à mesure. L'objectif de cet article est de proposer un contrôleur intelligent capable de traiter la plus grande variété possible d'applications, d'objectifs et de contraintes. Pour ce faire, un algorithme MPC permettant de se passer de modulation est développé conjointement à un modèle applicable à tous les convertisseurs de puissance.**

*Mots-clés—MPC ; Convertisseurs multi-niveaux ; Direct power control ; Dijkstra ; Théorie des graphes*

## 1. INTRODUCTION

Les sources d'énergie renouvelables, déjà en forte croissance, sont les sources d'énergie du futur [1]. Cependant, leur intégration au réseau l'affaiblit et apporte des perturbations et des incertitudes. En effet, la distribution géographique des sources d'énergie renouvelable amène à des infrastructures plus légères, des lignes longues et isolées, et donc à un maillage moins fort du réseau. En conséquence, la tension et la fréquence du réseau électrique en viennent à dépendre des injections et consommations d'énergie. Pour pallier à cette nouvelle dépendance aux flux de puissance, il est nécessaire d'adapter les convertisseurs de puissance multi-niveaux et leur contrôle [2]. Les convertisseurs de puissance sont utilisés tout au long de la chaîne de l'électricité, à des niveaux de puissance variables. Pour de hautes puissances, telles que celles que l'on retrouve dans les réseaux de distribution, les convertisseurs multi-niveaux sont plus intéressants, en ce qu'ils supportent de hauts niveaux de puissance, diminuent le taux de distorsion harmonique, sont de meilleur rendement et offrent davantage de degrés de liberté que leurs homologues plus simples. De fait, les topologies, rôles et stratégies de contrôle évoluent, avec en particulier l'émergence de Sliding Mode Control [3][4] et de Model Predictive Control (MPC) [5]. Ce dernier, en associant prédiction et optimisation, offre une grande puissance de contrôle, avec entre autres la possibilité de définir des contraintes ou celle d'introduire une notion d'économie [6]. Le principal atout en ce qui concerne le contrôle des convertisseurs multi-niveaux est la capacité de se passer d'un important facteur

de complexité et de spécialisation : la modulation. Néanmoins, cet algorithme repose sur la combinaison d'un modèle cohérent et d'un algorithme d'optimisation systématique. Les modèles utilisés généralement sont exprimés à travers une modulation, qui permet de passer outre la nature hybride des convertisseurs de puissance, qui contrôlent discrètement des grandeurs continues. L'objectif de cet article est de proposer un nouvel algorithme MPC, c'est-à-dire un couple modèle-algorithme d'optimisation, traitant plusieurs topologies, cas de figures et objectifs de contrôle, le tout en générant directement les ordres de commutation au plus près du convertisseur.

## 2. REPRESENTATION D'ETAT POUR CONVERTISSEURS MULTI-NIVEAUX

### 2.1. Présentation générale

Les convertisseurs de puissance présentent des topologies et des applications très variées. On retrouve néanmoins trois topologies particulièrement représentées. Premièrement le Neutral Point Clamped (NPC), bon marché, fiable et facile à contrôler –voir Fig.1(a). Ensuite le Cascaded H-Bridge, réservé à des applications particulièrement sensibles à la répartition des harmoniques, et enfin le Flying Capacitor (FC), qui présente la particularité de posséder une inertie propre –voir Fig. 1(b). L'objectif premier est d'avoir une approche universelle, de ne pas spécialiser les contrôleurs pour une application ou une topologie spécifiques. Cela impose de s'intéresser à une vision la plus globale possible. Indépendamment de la topologie ou de l'application, les convertisseurs de puissance obéissent aux lois de Kirchhoff et au théorème de superposition : une représentation d'état linéaire, donc idéale pour la prédiction en ligne, peut être associée à chaque position des cellules de commutation, sous la forme présentée en (1), où  $\mathbf{x}$  est le vecteur d'état, contenant les différentes variables accumulatives telles que la tension aux bornes d'un condensateur ou le courant

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}\mathbf{d}(t) \quad (1)$$

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}(\mathbf{u}(t))\mathbf{x}(t) + \mathbf{E}(\mathbf{u}(t))\mathbf{d}(t) \quad (2)$$

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d(\mathbf{u}(k))\mathbf{x}(k) + \mathbf{E}_d(\mathbf{u}(k))\mathbf{d}(k) \quad (3)$$

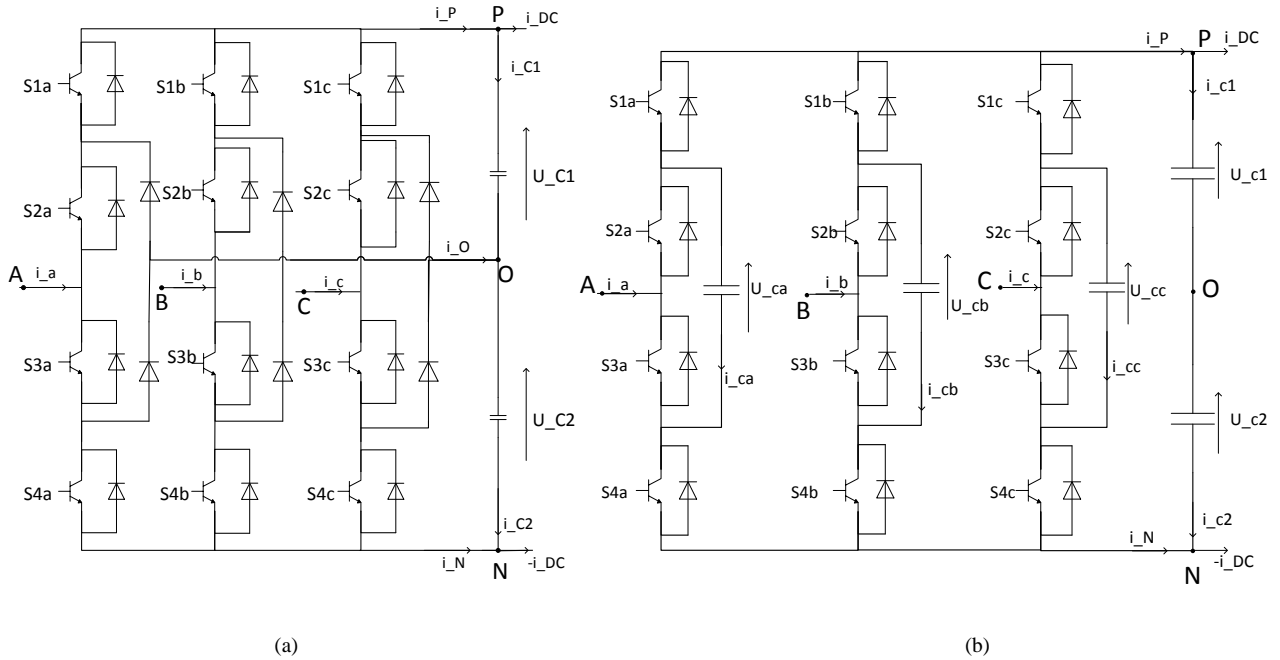


Fig. 1: Topologies courantes (a) Neutral Point Clamped. (b) Flying Capacitor

traversant une bobine, et  $d$  le vecteur des entrées non contrôlées, ou perturbations, qui correspondent ici au courant ou à la tension aux bornes des bus que connecte le convertisseur. Ce nombre fini de représentations est alors regroupé sous la forme (2) qui intègre donc directement les états de commutation à la représentation d'état, représentés par  $\mathbf{u}$  le vecteur de contrôle. Ce modèle peut être discrétisé pour subvenir aux besoins du contrôleur, amenant à (3).

## 2.2. Propriétés remarquables

Cette définition a de nombreuses conséquences sur l'étude du système. En particulier, la stabilité et la contrôlabilité sont impactées [7]. Néanmoins, la principale conséquence réside dans la forme du vecteur de contrôle, qui, plutôt que d'être continu, présente un nombre fini d'éléments. Cette quantité est relative à la topologie, au nombre de niveaux et au nombre de bras considérés. Ainsi, un 3L-NPC à trois bras suppose l'existence de 27 états de commutations distincts, tandis qu'un FC à trois niveaux et quatre bras génère 256 positions ou qu'un NPC de cinq niveaux et trois bras en voit 125. La forme dépeinte est similaire aux modèles à paramètres variables et aux représentations continues par morceaux : pour une position de contrôle fixe, le système est décrit linéairement avec précision. Alors, le système est décrit par autant de sous-systèmes linéaires qu'il y a de positions de contrôle différentes. En définissant  $N_{cell}$  le nombre de cellules de commutation du convertisseur,  $N_{etats}$  le nombre d'états distincts que peuvent prendre ces cellules et  $N_{poss}$  le cardinal de l'ensemble de contrôle, l'équation reliant ces grandeurs est :

$$N_{poss} = N_{etats}^{N_{cell}} \quad (4)$$

Le modèle décrit précédemment repose uniquement sur les lois fondamentales de l'électricité et n'applique pas d'hypothèses contraignantes, ce qui permet d'affirmer qu'il s'applique à l'intégralité des applications impliquant des convertisseurs de puissance, quels qu'ils soient, quels que soient

les filtres et charges qui leur sont associés, quel que soit leur nombre. Cela signifie qu'un contrôleur MPC exploitant ce modèle canonique est lui aussi adapté à toute application de convertisseurs de puissance.

## 3. ALGORITHME D'OPTIMISATION POUR LES CONVERTISSEURS MULTI-NIVEAUX

### 3.1. Caractéristiques propres aux convertisseurs de puissance

Les objectifs de contrôle des convertisseurs de puissance peuvent être classés selon trois catégories. Premièrement, la qualité de la conversion, caractérisée par la qualité de l'onde, des puissances active et réactive transférées, l'équilibre des tensions au contact avec le bus DC ... Ensuite, les considérations internes, que l'on retrouve particulièrement avec le cas du FC et ses condensateurs internes. Enfin, les critères de fiabilité et de rendement : la distribution de l'énergie dans les cellules de commutation, les pertes et la fréquence de commutation sont autant de facteurs de la performance et de la santé du convertisseur. Ces derniers éléments sont symptomatiques de la maturité technologique des convertisseurs de puissance, et ils entraînent des complications pour le contrôle-commande [8]. En effet, afin de s'adapter à ces nouvelles demandes, les stratégies de modulation se complexifient et se spécialisent, pour une topologie, une application, et confinent alors leur utilité à des cas spécifiques. De fait, des modulations sont créées pour répondre à l'un ou l'autre des points précédents, mais s'atteler à tous est un défi formidable, en particulier à cause des critères de fiabilité. L'objectif du Direct Control MPC (DCMPC) est de contourner le bloc de modulation en générant directement les ordres de commutations, le tout en incorporant les objectifs évoqués précédemment.

### 3.2. Model Predictive Control

MPC est un algorithme centré sur deux fonctions : prédiction et optimisation [3]. Il combine un modèle d'état discret (linéaire

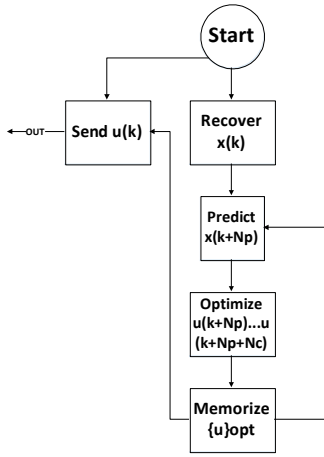


Fig. 2. Algorithme Finite Control Set MPC

ou non) à un algorithme d'optimisation pour déduire une séquence de contrôle optimale, en adéquation avec une fonction de coût définie pour prendre en compte les différentes demandes du cahier des charges. Cette optimisation en boucle fermée est à la fois le principal intérêt et la plus grande faiblesse de MPC, en ce qu'elle est particulièrement puissante et extrêmement coûteuse en calculs. Ce dernier aspect est amplifié par la fréquence de contrôle requise par les convertisseurs de puissance : l'intégralité des calculs doit être menée en quelques microsecondes, le contrôleur devant fournir un ordre en seulement une fraction de la période d'échantillonnage pour que l'ensemble fonctionne. Le progrès fulgurant de l'informatique industrielle permet d'envisager de résoudre des problèmes de plus en plus lourds en quelques dizaines de microsecondes et permet donc de considérer l'implémentation de DCMPC.

### 3.3. Adaptations de l'algorithme MPC aux convertisseurs de puissance

L'utilisation du modèle présenté précédemment permet d'inclure la nature hybride des convertisseurs de puissance au contrôle, étape nécessaire pour pouvoir se passer du bloc de modulation, mais elle demande de modifier les algorithmes utilisés communément par MPC. Entre autres, ce modèle n'est pas linéaire eu égard au contrôle, et est basé sur un ensemble de contrôle fini. Diverses propositions ont été émises pour répondre aux difficultés liées au contrôle direct des convertisseurs de puissance [5].

La première étape pour adapter MPC aux convertisseurs de puissance consiste à libérer du temps de calcul. Pour ce faire, l'algorithme Finite Control Set MPC (FCSMPC), Fig. 2, est adapté [9]. En effet, en assurant au contrôleur une période d'avance, il libère cette même période pour les différents calculs à effectuer. À chaque appel, l'algorithme invoque d'abord le contrôle calculé à l'étape précédente, puis il l'utilise pour prédire l'état futur du système, connaissant toutes les entrées du système sur la période en cours. L'algorithme dispose donc d'une prédiction sur  $N_p$  éléments, fondée sur la connaissance des différents stimuli.  $N_p$  est l'horizon de prédiction. Ensuite, l'optimisation est menée à partir du dernier élément de cette prédiction pour déterminer la séquence de  $N_c$  éléments qui minimise le problème d'optimisation défini par les objectifs à atteindre et les différentes contraintes du système.  $N_c$  est l'horizon de contrôle. Cette séquence de contrôle est alors

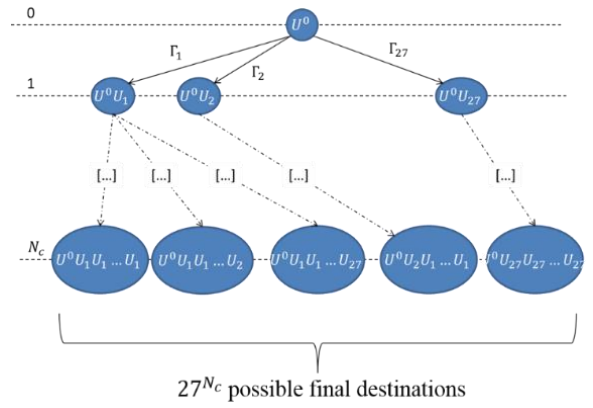


Fig. 3. Graphe des possibilités pour 3L NPC à trois bras

utilisée pour effectuer la prédiction du pas suivant. Naturellement, cela implique que l'horizon de contrôle soit plus grand ou égal à l'horizon de prédiction. Cela signifie qu'à un instant donné  $k$ , le contrôleur ne calcule pas le contrôle optimal  $\{u(k), \dots, u(k + N_c)\}$  mais  $\{u(k + N_p), \dots, u(k + N_p + N_c)\}$ . La démarche suivie par FCSMPC revient à planifier le pas suivant tandis que le précédent est encore en cours. Cependant, cet algorithme ne renseigne pas sur l'algorithme d'optimisation utilisé.

Le bloc le plus important de la Fig. 2 est donc celui en charge de l'optimisation. La nature du modèle présenté en (3) empêche d'utiliser l'optimisation quadratique habituelle. Cependant, cette définition ouvre la porte de la théorie des graphes : à partir d'un état à un instant donné  $x(k)$ , un nombre fini d'états  $x(k + 1)$  est accessible, en fonction du contrôle appliqué. La succession de ces rameaux de possibilités forme un graphe connexe acyclique, avec à sa base un nœud source point de départ. Définissant une fonction de coût  $\Gamma$  associant à chaque changement d'état une valeur scalaire, image des objectifs de contrôle, l'arbre ainsi défini est pondéré. Un tel arbre est présenté Fig. 3.

Chaque branche de ce graphe correspondant à une position de contrôle, la recherche de chemin le plus court au sein de cet arbre équivaut à la recherche de la séquence de contrôle qui minimise la fonction de coût définie auparavant. Pour effectuer cette recherche de chemin le plus court, plusieurs algorithmes existent [10]. Parmi ceux-ci, on retrouve les algorithmes de force

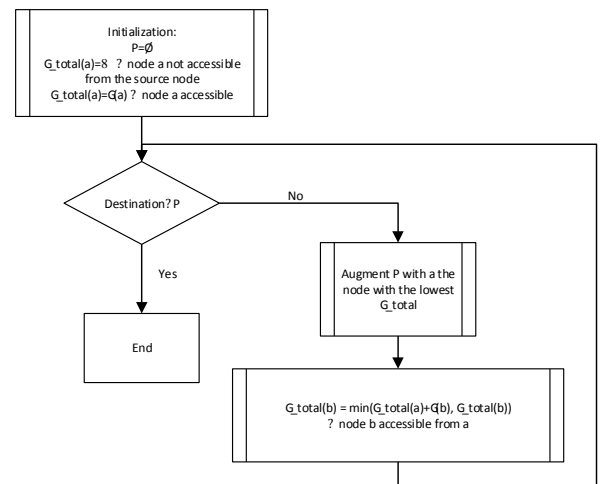


Fig. 4. Dijkstra algorithm

brute, glouton, de Bellman et de Dijkstra [11]. Parce qu'il garantit de trouver la solution optimale parmi tous les chemins du graphe, contrairement à l'algorithme dit glouton, et qu'il est polynomial, contrairement à l'algorithme de force brute, l'algorithme de Dijkstra est préféré. Cette approche définit un ensemble de chemins pris en compte et l'étend jusqu'à ce que le nœud de destination en fasse partie, en suivant le protocole défini Fig. 4. Cette démarche est à la base des algorithmes de Branch&Bound.

### 3.4. Remarques sur l'expression du problème d'optimisation

La fonction de coût est l'élément de design du contrôle le plus important. En effet, c'est là que se trouvent toutes les demandes du cahier des charges, de la fiabilité aux régulations et à la gestion des contraintes. Il est donc fondamental de bien l'exprimer. La principale limite est la puissance de calcul des processeurs. De fait, le contrôleur ne dispose que de peu de temps pour résoudre le problème d'optimisation, malgré les modifications évoquées précédemment. Ainsi, pour diminuer la complexité des calculs, il est intéressant d'utiliser la norme de Manhattan plutôt que la norme quadratique pour mesurer les erreurs. De la même façon, si la méthodologie suivie jusqu'ici n'impose aucune limitation sur la formulation de la fonction de coût, il est préférable de l'exprimer avec des éléments les plus simples possibles. Par exemple, il est possible d'exprimer les pertes par commutation avec des formules de dissipation d'énergie, prenant en compte les caractéristiques internes des IGBTs, mais quoi qu'il en soit, ces pertes sont fonction de la fréquence de commutation. Il suffit alors d'incorporer un objectif de minimisation de cette fréquence dans la fonction de coût pour traiter ce problème. De façon notable, l'algorithme d'optimisation fournit la séquence de contrôle minimisant cette fonction, qu'il convient alors de définir comme minorée, généralement par zéro. L'algorithme ne garantit pas de trouver une solution pleinement satisfaisante au problème : il est parfois impossible d'atteindre simultanément tous les objectifs énoncés. Néanmoins, la réponse donnée correspondra toujours à la situation au coût le plus bas.

L'algorithme proposé fournit une réponse optimale tout en échappant à l'explosion combinatoire, inéluctable avec la définition précédente du graphe.

## 4. VALIDATION EN SIMULATION

### 4.1. Contexte de simulation

Afin de valider le contrôleur mettant en œuvre les méthodes décrites précédemment, celui-ci est mis en situation tel que Fig. 5. Le convertisseur choisi est un 3L-NPC de trois bras [12][13],

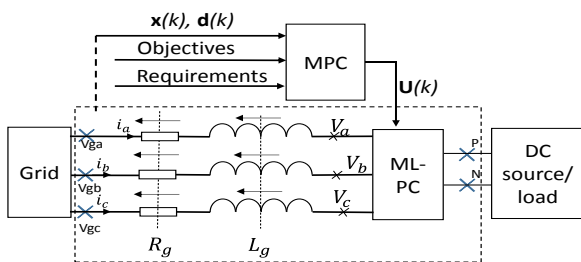


Fig. 5. Context Overview

présenté Fig. 1(a). Celui-ci est relié au réseau triphasé à travers un filtre RL. Le bus AC est un générateur idéal équilibré, et le bus DC fixe l'intensité qui le traverse. Le contrôleur dispose du modèle du système composé du convertisseur et du filtre qui lui est associé. Il n'a accès à aucune information sur le comportement des bus qui y sont connectés, les considérant comme des entrées non contrôlées. L'objectif est de suivre une référence sur la puissance active, sur la puissance réactive et sur l'écart de tension entre les condensateurs constituant le lien DC, le tout en prenant en compte les pertes du convertisseur liées aux changements d'état des IGBTs.

### 4.2. Expression du modèle

D'après la Fig. 1 (a), l'expression des lois des nœuds aux points P, N et O et les lois des mailles de chaque phase au point O mènent à :

$$i_{c1} = \frac{CdU_{c1}}{dt} = i_p - i_{DC} \quad (7)$$

$$i_{c2} = \frac{CdU_{c2}}{dt} = -i_{DC} - i_n \quad (8)$$

$$V_{gx} - V_0 = R_g i_x + \frac{L_g di_x}{dt} + S_{x1} U_{c1} - S_{x2} U_{c2} \quad (9)$$

$$i_p = S_{a1} i_a + S_{b1} i_b + S_{c1} i_c \quad (10)$$

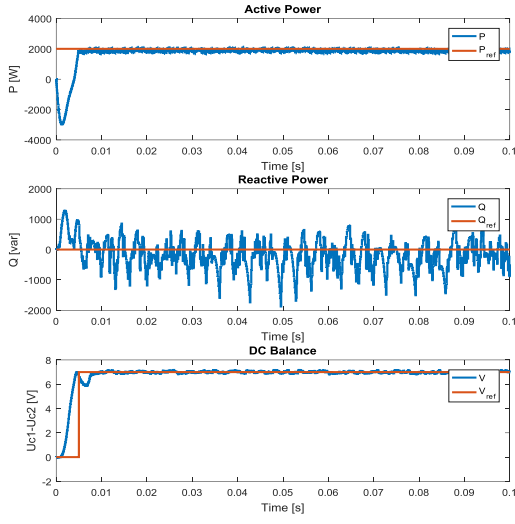
$$i_n = S_{a2} i_a + S_{b2} i_b + S_{c2} i_c \quad (11)$$

$$V_0 = 0 \quad (12)$$

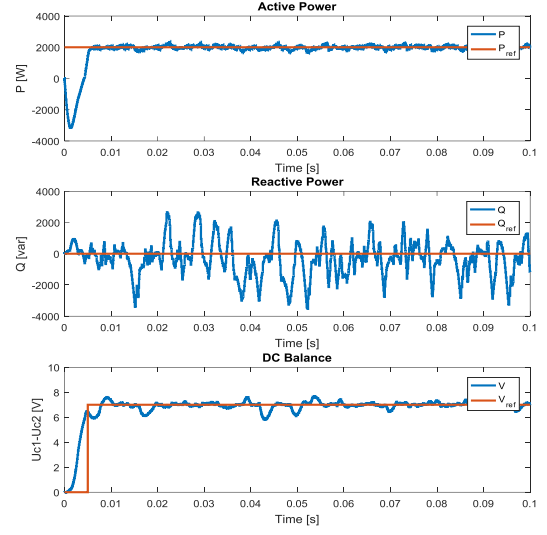
En définissant le vecteur d'état  $x^T = [i_a \ i_b \ i_c \ U_{c1} \ U_{c2}]$ , le vecteur de perturbations  $d^T = [V_{ga} \ V_{gb} \ V_{gc} \ i_{DC}]$  et les variables de contrôles variables  $S_{\phi_j}$  désignant l'état de commutation  $j$  de la cellule  $\phi$ , selon la correspondance explicitée Tableau 1 pour  $\phi = a, b, c$ , le modèle est décrit par (2) avec les matrices  $A$  et  $E$  définies par :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_g}{L_g} & 0 & 0 & -\frac{S_{a1}}{L_g} & \frac{S_{a2}}{L_g} \\ 0 & -\frac{R_g}{L_g} & 0 & -\frac{S_{b1}}{L_g} & \frac{S_{b2}}{L_g} \\ 0 & 0 & -\frac{R_g}{L_g} & -\frac{S_{c1}}{L_g} & \frac{S_{c2}}{L_g} \\ \frac{S_{a1}}{C} & \frac{S_{b1}}{C} & \frac{S_{c1}}{C} & 0 & 0 \\ -\frac{S_{a2}}{C} & -\frac{S_{b2}}{C} & -\frac{S_{c2}}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (13)$$

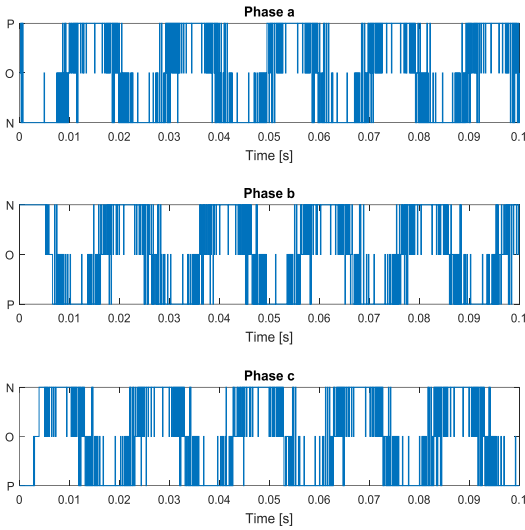
$$E = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_g} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_g} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_g} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad (14)$$



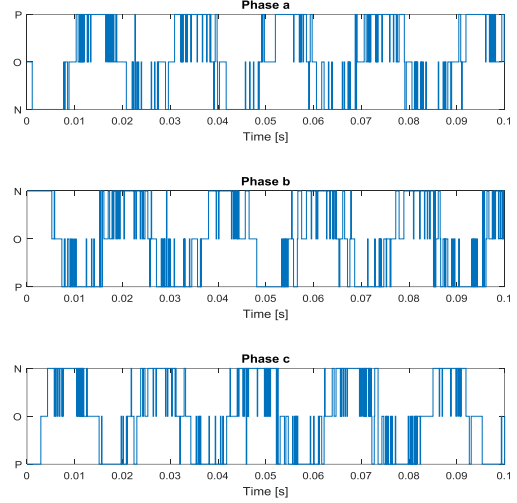
**Fig. 6:** Régulation 3L-NPC, peu d'importance accordée à la fréquence de commutation



**Fig. 7:** Régulation 3L-NPC, haute importance sur la fréquence de commutation



**Fig. 8:** Ordres de commutation, peu d'importance accordée à la fréquence de commutation



**Fig. 9:** Ordres de commutation, haute importance sur la fréquence de commutation

Les variables  $S_{\phi j}$  sont l'expression du contrôle  $\mathbf{u}$  appliqué au convertisseur : il s'agit d'une image des positions ouverte ou fermée des différents IGBTs. Pour obtenir la représentation d'état discrète, qui sera celle utilisée par le contrôleur MPC, une discrétisation par bloqueur d'ordre zéro est effectuée. Cette discrétisation lie les matrices du système continu  $\mathbf{A}$  et  $\mathbf{E}$  aux matrices  $\mathbf{A}_d$  et  $\mathbf{E}_d$  du système discret selon :

$$\mathbf{A}_d = e^{AT} \quad \mathbf{E}_d = \int_0^T e^{At} \mathbf{E} dt, \quad (15)$$

où  $T$  représente la période d'échantillonnage. Il est intéressant de noter que si pour le système continu la matrice  $\mathbf{E}$  ne dépend pas du contrôle, la matrice équivalente  $\mathbf{E}_d$  est de par l'expression (6) fonction de  $\mathbf{u}$ . Cela signifie que le nombre de matrices décrivant les sous-systèmes est presque doublé. Plus précisément, là où le nombre de matrices utiles pour décrire le système continu est de  $N_{poss} + 1$ , le système discret est décrit par  $2N_{poss}$  matrices.

TABLEAU 1: ETATS DE COMMUTATION 3L-NPC

Variable de contrôle	$S_{1x}$	$S_{2x}$	$S_{3x}$	$S_{4x}$	Point de connexion
$S_{x0}$	0	1	1	0	O
$S_{x1}$	1	1	0	0	P
$S_{x2}$	0	0	1	1	N

#### 4.3. Objectifs et fonction de coût

Conformément aux objectifs énoncés précédemment, la fonction de coût utilisée comporte deux parties. Une première considérant la distance entre la situation présente et les objectifs de contrôle, notamment la puissance active, la puissance réactive et l'écart de tension entre les deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$ . Ensuite, la fréquence de commutation, qui représente, comme évoqué précédemment, des objectifs de fiabilité et de rendement :

$$\Gamma = \alpha_P |P_{ref} - P| + \alpha_Q |Q_{ref} - Q| + \alpha_{DC} |(U_{C1} - U_{C2})_{ref} - (U_{C1} - U_{C2})| + \alpha_f f_{com} \quad (7)$$

Deux résultats de simulation sont présentés à travers les figures suivantes. Dans les deux cas, les références à suivre sont les mêmes, affichées en rouge, mais les valeurs des poids  $\alpha$

changent. Fig. 6 et 7,  $\alpha_f$  est faible par rapport aux autres, ce qui signifie que l'importance donnée au critère de fréquence de commutation est moindre comparativement aux autres objectifs. Les résultats dépeints par les fig. 8 et 9 correspondent quant à eux à un cas où la valeur de  $\alpha_f$  est rehaussée. Pour les deux situations, le coût associé à l'erreur de puissance réactive est pondéré de façon à ce qu'il ait un impact réduit sur l'optimisation.

#### 4.4. Analyse des résultats

Les résultats de simulation présentés ultérieurement sont obtenus avec les paramètres Tableau 2. Dans les deux situations étudiées, le suivi de référence est satisfaisant pour la puissance active et la différence de tension entre  $C_1$  et  $C_2$ . Pour la puissance réactive, le comportement du contrôleur est moins bon : quoi que la moyenne de la puissance réactive soit effectivement la valeur demandée au contrôleur, cette grandeur présente un comportement fortement oscillatoire avec une amplitude non-négligeable. Cette performance est liée au choix de pondération de la fonction de coût. Il est important de noter que donner une importance égale à tous les objectifs n'est pas forcément intéressant, car certaines demandes peuvent être contradictoires, ce qui mène à des blocages de l'espace d'optimisation : le minimum de la fonction de coût ne satisfait pleinement aucun des objectifs.

TABLEAU 2: PARAMETRES DE SIMULATION

Paramètre	$R_g$ ( $\Omega$ )	$L_g$ (H)	$C$ (mF)	$U_{grid}$ (V)	$f_{grid}$ (Hz)	$U_{DC}$ (V)
Valeur	10	0.03	3.3	230	50	700

Lorsque l'intérêt est porté sur l'économie du nombre de commutations, la fréquence générale de commutation est fortement réduite. En contrepartie, la qualité de la régulation diminue légèrement, avec des oscillations plus fortes autour de la référence, et des durées de correction plus longues. Les valeurs exactes des coefficients de pondération ne sont pas données. L'équilibrage entre les différents facteurs est crucial, une aberration ayant vite fait d'engendrer des comportements de contrôle irrecevables. Un exemple simple serait d'associer à l'économie de commutations un trop grand poids, qui contraindrait alors le contrôleur à ne jamais changer de position.

En utilisant un processeur i5 de 2.3 GHz, la résolution du problème d'optimisation a demandé en moyenne 10 $\mu$ s. Cette valeur augmente considérablement avec les horizons de prédiction et de contrôle, ainsi qu'avec la définition de la fonction de coût : lorsque celle-ci est fortement discriminante entre les différentes positions de contrôles, alors la résolution est d'autant plus rapide. Au contraire, si la fonction de coût à minimiser est trop ouverte, les calculs peuvent s'éterniser, la progression dans l'arbre des possibilités se faisant dans plusieurs directions simultanément.

#### 5. CONCLUSION

La méthode décrite associe une représentation d'état non linéaire décrivant la nature hybride des convertisseurs de puissance à un algorithme traitant systématiquement les problèmes posés sous cette forme. Dès lors, le contrôleur obtenu est structurellement capable de traiter une grande variété de topologies, d'applications et d'objectifs, moyennant une adaptation de la fonction de coût et des paramètres du modèle.

#### 6. REFERENCES

- [1] F. Blaabjerg and K. Ma, "Future on Power Electronics for Wind Turbine Systems," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 139–152, Sep. 2013.
- [2] H. Wang, M. Liserre and F. Blaabjerg, "Toward reliable power electronics: Challenges, design tools, and opportunities," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 7, no. 2, pp. 17–26, Jun. 2013.
- [3] M. I. Martinez, A. Susperregui, and G. Tapia, "Second-order sliding-mode-based global control scheme for wind turbine-driven DFIGs subject to unbalanced and distorted grid voltage," *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 6, pp. 1013–1022, Jul. 2017.
- [4] A. Susperregui, M. I. Martinez, G. Tapia, and I. Vechiu, "Second-order sliding-mode controller design and tuning for grid synchronisation and power control of a wind turbine-driven doubly fed induction generator," *IET Renewable Power Generation*, vol. 7, no. 5, pp. 540–551, Sep. 2013.
- [5] S. Vazquez, J. Rodriguez, M. Rivera, L. G. Franquelo, and M. Norambuena, "Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 935–947, Feb. 2017.
- [6] E. Camacho and C. Bordons, *Model Predictive Control*. Springer Science&Business Media, 2013.
- [7] R. A. Decarlo, M. S. Branicky, S. Pettersson, and B. Lennartson, "Perspectives and results on the stability and stabilizability of hybrid systems," *Proc. IEEE*, vol. 88, no. 7, pp. 1069–1082, Jul. 2000.
- [8] Q. Tabart, I. Vechiu, A. Etxeberria, S. Bacha, "Hybrid energy storage system microgrids integration for power quality improvement using fur leg three level NPC inverter and second-order sliding mode control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, DOI: 10.1109/TIE.2017.2723863.
- [9] J. Rodriguez and P. Cortes, "Predictive control of a three-phase neutral-point clamped inverter," *Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives*, 1, Wiley-IEEE Press, 2012, pp. 65–79.
- [10] J. A. Bondy, *Graph Theory with Applications*. Elsevier Science Ltd, 1976.
- [11] E. Dijkstra, *A Short Introduction to the Art of Programming*. Techn. Hogeschool, 1971.
- [12] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "A new neutral point clamped PWM inverter" *IEEE Transaction on Industrial Applications*, vol. IA-17, no. 5, pp. 518–522, Sep.-Oct. 1981.
- [13] T. A. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jakob, and M. Nahrstaedt "Multi-cell converters: Basic concepts and industry applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 49, no. 5, pp. 955–964, Oct. 2002.