



IMPACT DES STRATEGIES DE CONTROLE ET DES TOPOLOGIES D'ONDULEUR SUR LA STABILISATION DU BUS CONTINU DANS LES SYSTEMES EMBARQUES

PATIN Nicolas, NGUYEN The Dung, FRIEDRICH Guy
Université de Technologie de Compiègne, Laboratoire d'Electromécanique, Centre de Recherche, BP 20529,
60205 Compiègne Cedex
nicolas.patin@utc.fr ; the-dung.nguyen@utc.fr ; guy.friedrich@utc.fr

Résumé

La compacité est une contrainte fondamentale dans la conception des équipements embarqués. Le principal problème dans les onduleurs concerne les condensateurs du bus continu, qui doivent maintenir une bonne qualité de la tension en entrée du convertisseur. En effet, leur taille est trop importante lorsque des stratégies MLI classiques sont employées. Dans cet article, deux stratégies adaptées sont comparées dans le cas d'une impédance de bus variable ou incertaine.

Mots Clés. Systèmes embarqués, Stratégies MLI, Topologies de convertisseurs, Stabilité du bus continu, Paramètres variables/incertains.

I. INTRODUCTION

Durant la dernière décennie, de nombreux véhicules électriques et hybrides ont été conçus par les constructeurs (e.g. Toyota Prius) et différents concepts ont été étudiés dans le domaine académique [1]. Dans ce cadre, l'intégration de convertisseurs électroniques de puissance pose de plus en plus de problèmes, principalement à cause des composants passifs qui sont particulièrement encombrants dans ce genre de systèmes. Des études poussées ont d'ores et déjà été menées sur la réduction des capacités de bus continu par l'utilisation de stratégies MLI adaptées [2].

Toutefois, dans ces études, la réduction de cette capacité était uniquement basée sur la réduction de la valeur efficace du courant i_{dc} en entrée de l'onduleur sans que soit prise en compte l'impédance du réseau continu d'alimentation. Or, on peut montrer que si la capacité est trop réduite, la stabilité du bus continu n'est plus garantie. En effet, une résonance parallèle peut survenir entre la capacité de bus continu, notée C_{dc} et l'inductance du réseau L_r . Cette résonance survient si une composante spectrale du courant i_{dc} est suffisamment proche ou égale à la fréquence F_0 suivante :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_{dc}}}$$

Par conséquent, pour éviter cette résonance (potentiellement destructrice pour les interrupteurs), le spectre du courant continu i_{dc} doit être contrôlé. Toutefois, la fréquence F_0 ne peut pas être connue de manière exacte pour deux raisons :

- La valeur de L_r peut varier de manière significative suivant le placement du câblage par rapport à la structure métallique (ferromagnétique) du véhicule.
- Plusieurs convertisseurs peuvent être placés en parallèle sur le réseau, ramenant des impédances fluctuantes (avec leurs points fonctionnement) sur le réseau et modifiant de ce fait la fréquence de résonance en entrée du convertisseur étudié

La stratégie de pilotage du convertisseur doit donc apporter, malgré une capacité physique C_{dc} réduite, des performances de stabilité du bus continu robustes aux incertitudes paramétriques sur l'impédance du réseau d'alimentation.

Pour cela, nous avons choisi de comparer une solution classique d'étalement du spectre au moyen d'une MLI stochastique [3] (à fréquence porteuse aléatoire) présentée à la section III et une solution de filtrage actif basée sur une injection de courant homopolaire haute fréquence à l'aide d'un bras de pont auxiliaire [4] connecté au point neutre de la charge triphasée « étoile » alimentée par l'onduleur (section IV).

II. MODELISATION

La structure minimale étudiée dans cet article est celle de la figure 1. Elle inclut une batterie, un câble de 4m (2 conducteurs) correspondant à un réseau continu minimal de véhicule et un onduleur alimentant une charge alternative triphasée (une machine synchrone à aimants permanents par exemple).

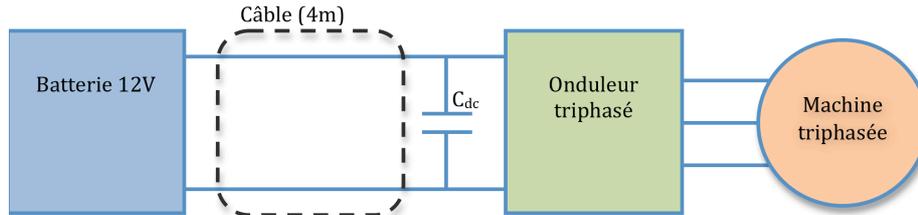


Fig. 1 – Structure minimale d'un réseau continu de véhicule (hybride par exemple)

II.A. Onduleur

L'onduleur est modélisé avec des interrupteurs idéaux :

- Chutes de tensions négligées,
- Temps de commutation et temps morts nuls.

La charge connectée aux bornes AC de l'onduleur est supposée équilibrée. Par conséquent, la tension homopolaire à ces bornes est nulle, soit

$$v_a + v_b + v_c = 0$$

Par suite, on peut noter la relation entre les tensions simples appliquées à la charge, les fonctions de connexion Sw_k (commandes binaires appliquées aux bras de pont, avec $k=a, b$ ou c pour un onduleur à 3 bras) et la tension de bus continu v_{dc} :

$$\begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Sw_1 \\ Sw_2 \\ Sw_3 \end{pmatrix}$$

et ce modèle doit être complété par l'équation scalaire du courant de bus continu en fonctions des fonctions de connexion et des courants alternatifs dans la charge :

$$i_{dc} = \begin{pmatrix} Sw_a & Sw_b & Sw_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}$$

On notera que ces équations sont valables de manière instantanée mais on peut également proposer un modèle moyenné à l'échelle de la période de découpage T_d en remplaçant les fonctions de connexion Sw_k par les rapports cycliques correspondants. En effet, on rappelle la définition d'un rapport cyclique α_k pour l'intervalle de temps $[n.T_d ; (n+1).T_d]$:

$$\alpha_k[n] = \langle Sw_a(t) \rangle_{T_d} = \frac{1}{T_d} \int_{nT_d}^{(n+1)T_d} Sw_a(t) dt$$

II.B. Incertitude sur le réseau

Le réseau est limité à la structure la plus simple utilisant un seul convertisseur connecté à une batterie au moyen de deux conducteurs. En pratique, ces deux conducteurs sont isolés du châssis du véhicule comme indiqué à la figure 2.

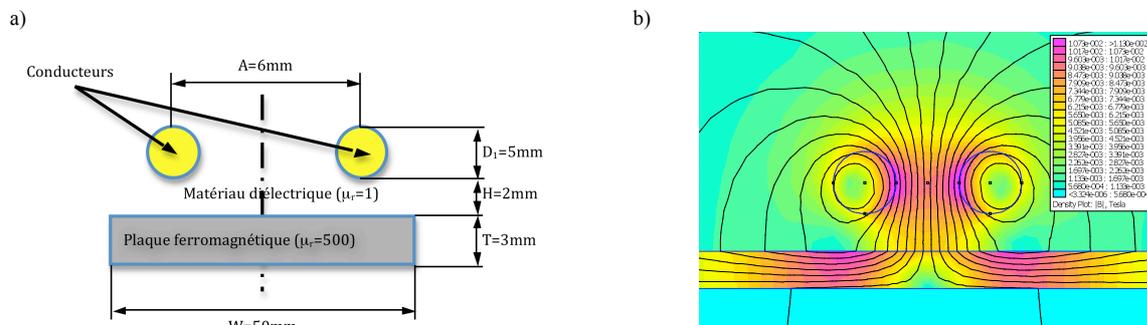


Fig. 2. Géométrie du câblage (a) and simulation Eléments finis (b)

Des simulations par éléments finis (utilisant le logiciel gratuit FEMM 4.2) ont été réalisées dans le but d'évaluer l'inductance du câble pour différentes valeurs des deux paramètres géométriques définis ci-dessous :

- Distance H entre le châssis et les conducteurs
- Distance A entre les centres des deux conducteurs

Les résultats des simulations indiquent que pour des variations réalistes de A et H, l'inductance varie de plus de 140% (de 495nH/m à 1,18µH/m).

Paramètres	Valeurs	Unités
Diamètre conduct. D_1	5	mm
Entraxe conduct. A	6	mm
Distance plaque/conduct. H	2	mm
Largeur plaque W	50	mm
Epaisseur plaque T	3	mm
Perméab. relat. isolants	1	–
Perméab. rel. Plaque μ_r	500	–

Table 1. Paramètres nominaux du bus continu

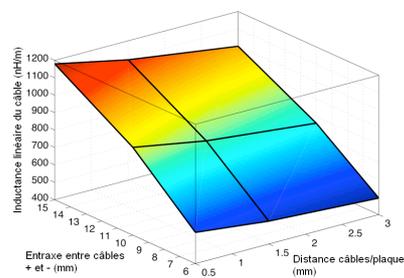


Fig. 3. Variation d'inductance de ligne

L'impédance du bus continu vis à vis de l'entrée de l'onduleur est affecté par les charges alimentées en parallèle et qui sont potentiellement fluctuantes dans la mesure où elles peuvent être branchées ou débranchées au moyen d'un simple interrupteur ou qu'elles peuvent être alimentées de manière variable à l'aide d'un convertisseur électronique de puissance.

On peut d'ailleurs montrer qu'une charge R-L série triphasée étoile alimentée par un onduleur piloté au moyen d'une MLI sinusoïdale de profondeur de modulation k_m présente une admittance équivalente Y_{eq} , vue du côté DC, de la forme :

$$Y_{eq}(p) = \frac{3k_m^2}{8} \cdot \frac{1}{R + L_c p}$$

où L_c est l'inductance cyclique de la charge L-M si les bobines de cette charge ont une inductance propre L et une inductance mutuelle entre bobines M (R étant la résistance par phase des bobines).

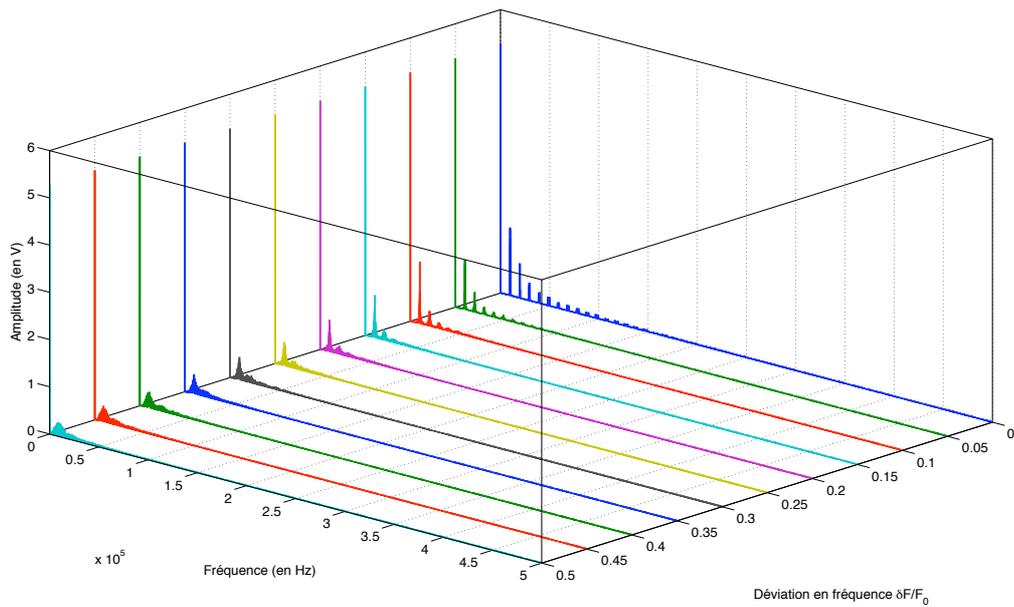


Fig. 4. Spectres du courant i_{dc} (RCF PWM)

III. STRATEGIE DE MODULATION STOCHASTIQUE

La stratégie proposée est une MLI à fréquence aléatoire classique (RCF-PWM : Random Carrier Frequency PWM) avec une distribution donnée de la fréquence de découpage F_d . Pour une distribution uniforme de F_d dans un intervalle borné $[F_{av} + \delta F/2, F_{av} - \delta F/2]$, on peut voir à la figure 4 que l'étalement de spectre se produit lorsque la déviation normalisée de la fréquence de découpage $\delta F/F_{av}$ augmente (de 0 à 0.4 avec une fréquence moyenne $F_{av} = 10\text{kHz}$). Les perturbations sont alors étalées sur une large bande de fréquence, réduisant l'excitation produite par l'onduleur sur la résonance du couple (L_r, C_{dc}) . Toutefois, une application de cette stratégie de modulation sur le système décrit à la figure 1 avec un condensateur C_{dc} de $60\mu\text{F}$ conduirait à des ondulations de tension considérables et potentiellement dangereuses pour le matériel comme en témoigne le tracé de la figure 5 obtenu par simulation. Cette valeur de condensateur est très faible *a priori* au regard des besoins de filtrage mais nous allons voir qu'avec une topologie et une commande de convertisseur adaptée (*i.e.* filtrage actif), cette valeur est suffisante pour assurer une qualité de tension sur le bus continu tout à faire satisfaisante.

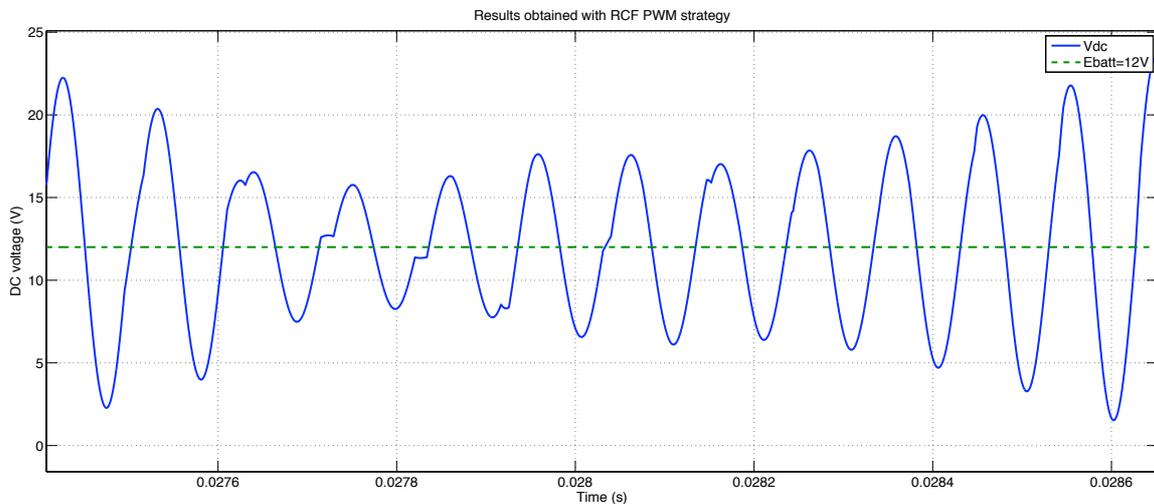


Fig. 5. Forme d'onde de la tension de bus continu pour une stratégie RCF-PWM

IV. STABILISATION DE LA TENSION CONTINUE PAR UN ONDULEUR « 4 BRAS »

Si la fréquence de découpage ne peut pas être augmentée suffisamment à cause des limitations introduites par les contraintes thermiques et par les pertes par commutations dans les interrupteurs, l'étalement de spectre apporté par la RCF-PWM (ou d'autres techniques de modulations stochastiques) ne sera pas suffisant. Il faut donc lutter directement contre la résonance du circuit LC constitué par le condensateur de filtrage et le câble d'alimentation. Pour cela, on doit injecter un courant s'opposant à celui généré par l'onduleur à la fréquence de résonance : on réalise donc un filtrage actif sur le bus continu (cf. Fig. 6).

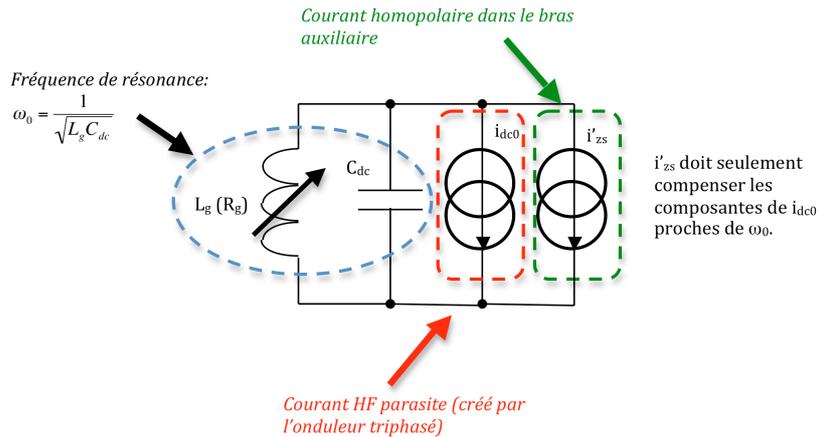


Fig. 6. Stabilisation de la tension DC par l'onduleur

Pour atteindre cet objectif, la solution proposée dans cet article est basée sur un onduleur triphasé à 4 bras (Fig. 5). Dans un tel convertisseur, il est possible de contrôler le courant homopolaire i_0 injecté dans la charge indépendamment des composantes i_α et i_β . La solution retenue ici pour le contrôle de ce composant homopolaire est l'application d'une stratégie de commande prédictive dont le principe sera développé dans le paragraphe suivant.

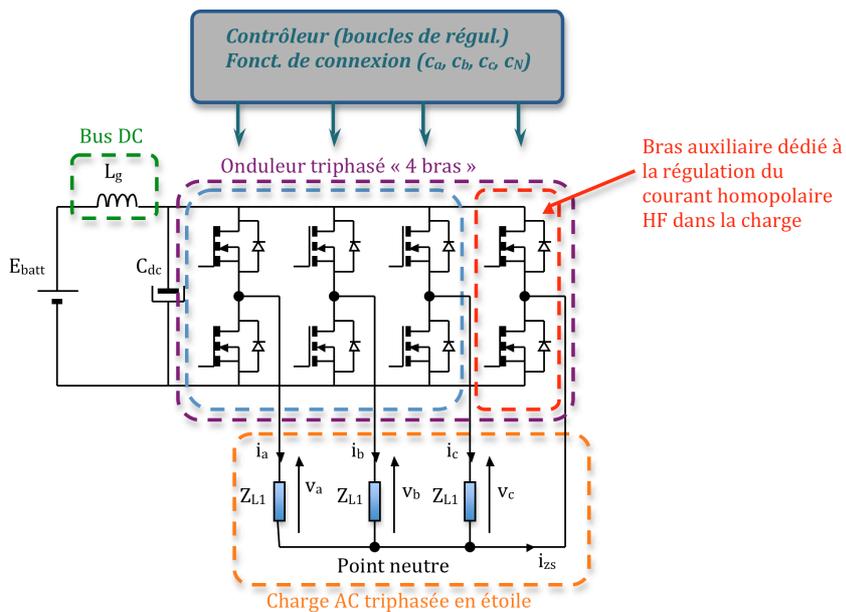


Fig. 7. Architecture basée sur un onduleur triphasé à 4 bras

IV.A. Principes du contrôle prédictif hybride

L'algorithme de commande prédictive hybride utilisé pour cette étude part du principe que la charge est connue et peut être modélisée en terme de relation tension/courant de la forme :

$$\frac{d}{dt}(i_3) = \begin{pmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{pmatrix}^{-1} [(v_3) - R(i_3)]$$

Cette modélisation très simple reste valable pour une large gamme de machines car en pratique, l'algorithme de prédiction s'avère peu sensible à la valeur des f.c.e.m. produites par la machine.

L'application de la transformation de Concordia sur cette équation conduit à écrire

$$\frac{d}{dt}(i_{\alpha\beta}) = \frac{1}{L_c} [(v_{\alpha\beta}) - R(i_{\alpha\beta})] \quad \text{et} \quad \frac{di_0}{dt} = \frac{1}{L_h} [v_0 - R i_0]$$

où $L_c=L-M$ (inductance cyclique) et $L_h=L+2M$ (inductance homopolaire).

En ce qui concerne le vecteur des tensions simples appliquées à la charge, on distinguera 3 cas. Le premier correspond à un état de haute impédance du 4^{ème} bras de pont : on retrouve les 7 valeurs de vecteurs disponibles dans le plan diphasé – cf. Fig. 8b (mais 8 points distincts dans l'espace abc ou $\alpha\beta 0$ comme on peut le voir à la figure 8a) pour l'onduleur triphasé à 3 bras classiques.

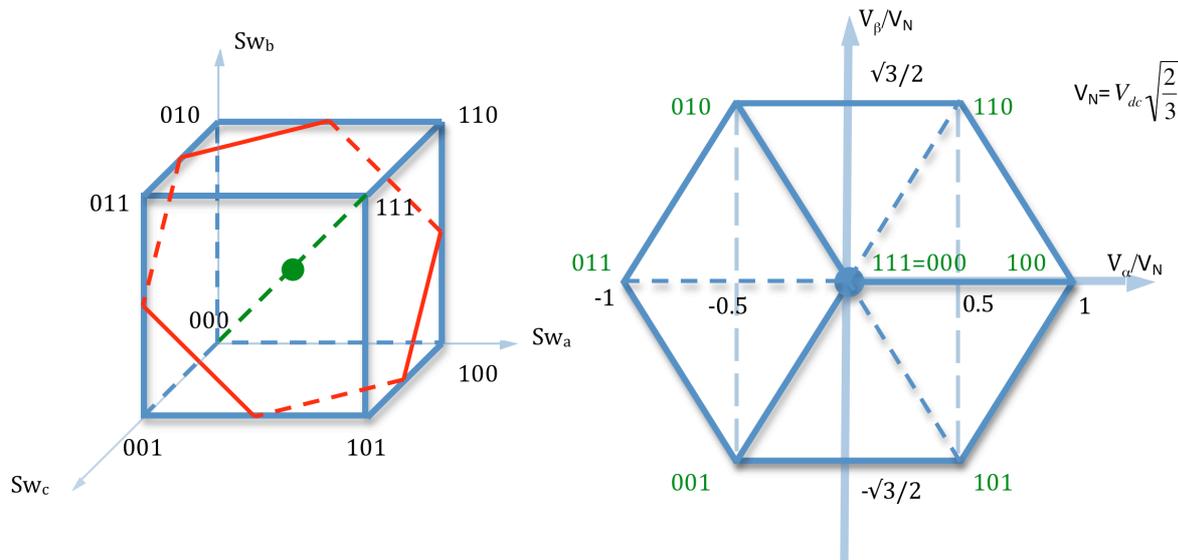


Fig. 8. (a) Commandes dans l'espace « abc » et (b) leurs représentations dans le plan diphasé $\alpha\beta$

S'agissant d'une alimentation à 3 fils, l'homopolaire peut être éliminé de la modélisation comme dans le cas classique, mais dans les deux autres cas (*i.e.* avec mise en fonctionnement du 4^{ème} bras), nous sommes obligés de représenter l'ensemble des vecteurs « tension » disponibles dans l'espace et non plus seulement dans le plan diphasé (directement dans le repère « abc » ou encore dans le « $\alpha\beta 0$ » pour des raisons de simplification de modèle¹).

¹ En particulier à cause du découplage obtenu entre les équations relatives au plan diphasé d'une part et l'équation homopolaire d'autre part (associée à l'axe 0 tracé en pointillés vert à la figure 8a). Ce découplage a alors une incidence sur la complexité de l'algorithme et sur la facilitation son implantation en temps réel.

Chaque tension simple v_x est alors contrôlée par la fonction de connexion Sw_x et par la fonction de connexion Sw_0 associée au 4^{ème} bras de pont. Ceci se résume par l'équation vectorielle suivante :

$$(v_3) = v_{dc} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Sw_a \\ Sw_b \\ Sw_c \\ Sw_0 \end{pmatrix}$$

Les valeurs du vecteur « tension » disponibles dans l'espace $\alpha\beta 0$ sont présentées à la figure 9.

Ainsi, si on considère une commande échantillonnée avec un pas T_e suffisamment fin, il est possible d'écrire le courant à l'instant $n+1$ en fonction des grandeurs (tension, courant) à l'instant n :

$$(i_{\alpha\beta}[n+1]) = (i_{\alpha\beta}[n]) + \frac{T_e}{L_c} [(v_{\alpha\beta}[n]) - R(i_{\alpha\beta}[n])]$$

et (uniquement si le 4ème bras est actif)

$$i_0[n+1] = i_0[n] + \frac{T_e}{L_h} [v_0[n] - R i_0[n]]$$

sinon, on a bien sûr $i_0[n+1] = 0$.

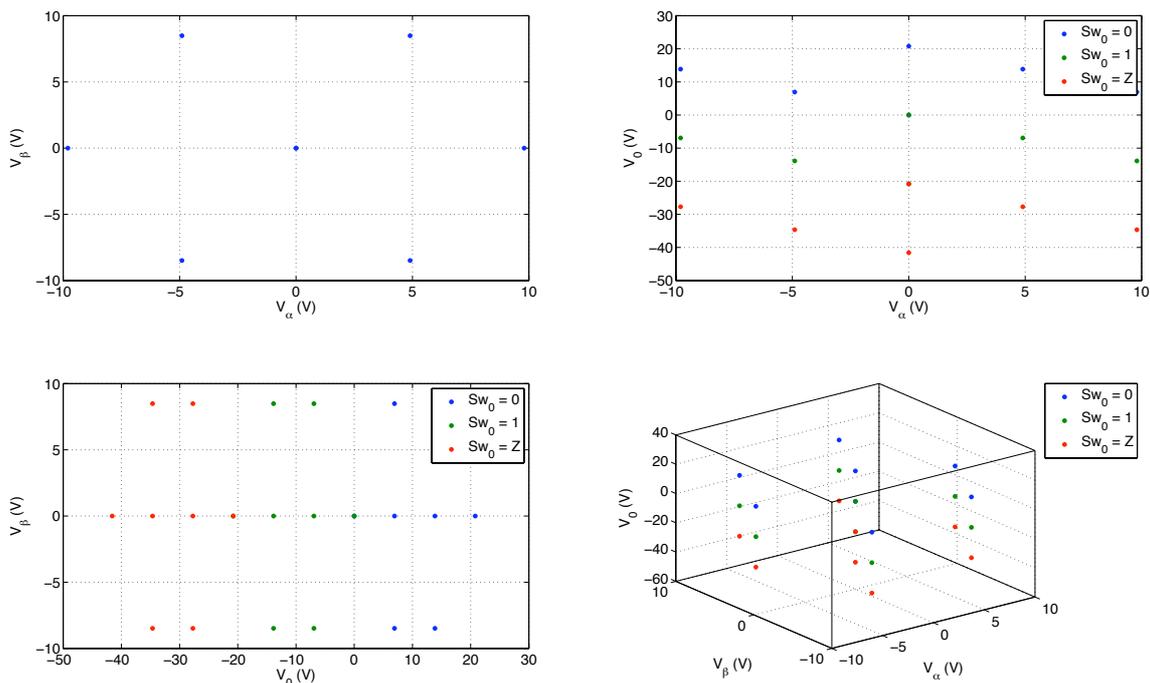


Fig. 9. Constellation des valeurs du vecteur tension disponibles dans l'espace $\alpha\beta 0$ avec un onduleur triphasé à 4 bras

Il s'agira donc, avant d'appliquer un vecteur tension donné à la charge, de prédire l'impact de chaque valeur $(V_{\alpha\beta k}, V_{0k})$ disponible sur l'évolution des courants et après cela, de choisir celui minimisant un critère qui reste à définir.

On préférera baser les prédictions pour chaque intervalle sur les mesures des courants en début de période afin d'éviter des dérives d'une période à une autre : cette commande fonctionne en effet en boucle ouverte mais est recalée sur la réalité en début de chaque période. Ceci est d'ailleurs une propriété fondamentale des systèmes bouclés échantillonnés. On notera les courants mesurés aux

moyen de l'exposant mes pour le distinguer de la grandeur prédite correspondante qui sera notée au moyen de l'exposant #. Ainsi, nous avons

$$(i_{\alpha\beta}^{\#}[n+1,k]) = (i_{\alpha\beta}^{mes}[n]) + \frac{T_e}{L_c} [(v_{\alpha\beta k}[n]) - R(i_{\alpha\beta}^{mes}[n])]$$

et si le 4ème bras est actif

$$i_0^{\#}[n+1,k] = i_0^{mes}[n] + \frac{T_e}{L_h} [v_{0k}[n] - R i_0^{mes}[n]]$$

sinon

$$i_0^{\#}[n+1,k] = 0$$

Les prédictions à effectuer pour chaque instant d'échantillonnage correspondent donc aux $8 \times 3 = 24$ combinaisons disponibles pour la commande de notre onduleur dans une configuration saine². Nous ne discuterons pas ici des problèmes engendrés par un traitement en temps réel de ces prédictions mais il convient de noter qu'ils peuvent s'exécuter en parallèle sur le processeur de commande, ce qui fait des PLDs (CPLD ou FPGA) des bons candidats pour l'implantation de tels algorithmes. Il faut néanmoins noter que des simplifications sont introduites suivant les configurations : en particulier, le cas de la haute impédance pour le quatrième bras qui permet de faire l'économie du calcul de prédiction sur le courant homopolaire.

Il reste maintenant à définir le critère à optimiser pour effectuer le choix du vecteur tension à appliquer sur l'intervalle de temps T_e suivant (c'est-à-dire de l'instant n à l'instant $n+1$). Pour cela, il faut garder à l'esprit que l'objectif de la commande à ce niveau consiste généralement à asservir les courants à des consignes imposées soit directement pour une commande en couple de machine par exemple soit indirectement au travers d'une boucle de régulation de haut niveau servant à contrôler la vitesse ou la position de la machine considérée. Il s'agit donc ici de suivre une consigne de courant en $\alpha\beta 0$ et plus exactement en $\alpha\beta$ dans la mesure où du point de vue « utilisateur » la composante homopolaire ne présente pas d'intérêt. Le critère « évident » à minimiser serait donc la fonction J_0 suivante :

$$J_0((i_{\alpha\beta}^{\#}[n+1,k]), (i_{\alpha\beta}^{ref}[n+1,k])) = [(i_{\alpha\beta}^{ref}[n+1,k]) - (i_{\alpha\beta}^{\#}[n+1,k])]^t [(i_{\alpha\beta}^{ref}[n+1,k]) - (i_{\alpha\beta}^{\#}[n+1,k])]$$

Toutefois, ce critère n'impose rien concernant la composante homopolaire. Il s'agit donc de modifier le critère J_0 pour aboutir au critère J réellement utilisé dans la commande :

$$J((i_{\alpha\beta}^{\#}[n+1,k]), (i_{\alpha\beta}^{ref}[n+1,k]), i_{dc}^{\#}[n+1,k], I_{dc}[n+1]) = \left(\begin{array}{l} J_0((i_{\alpha\beta}^{\#}[n+1,k]), (i_{\alpha\beta}^{ref}[n+1,k])) \\ + \lambda (i_{dc}^{\#}[n+1,k] - I_{dc})^t (i_{dc}^{\#}[n+1,k] - I_{dc}) \end{array} \right)$$

où λ est un coefficient de réglage permettant de « doser » l'importance du suivi de consigne par rapport à la réduction des perturbations du bus continu.

Enfin, on notera l'expression de la prédiction du courant de bus continu :

$$i_{dc}^{\#}[n+1,k] = (Sw_3[k]) [T_{32} (i_{\alpha\beta}^{\#}[n+1,k]) + T_{31} i_0^{\#}[n+1,k]]$$

où T_{32} et T_{31} sont les matrices de Concordia telles que définies dans [5].

et le courant de consigne I_{dc} pour ce courant i_{dc} prédit peut être déduit directement par exemple de la puissance à fournir à la charge avec l'expression :

$$I_{dc} = \frac{P[n+1]}{v_{dc}^{mes}}$$

² En effet, on peut envisager avec un tel convertisseur, de par les redondances qu'il apporte au niveau de l'alimentation de puissance et de la commande, d'assurer une alimentation tolérante aux fautes.

La simulation de cette commande pour $\lambda=0.01$ et $T_e=100\mu s$ conduit au résultat présenté à la figure 10, à savoir une tension de bus continue très stable avec une ondulation ne dépassant jamais 1V (soit une ondulation strictement inférieure à 10% de la tension nominale de 12V).

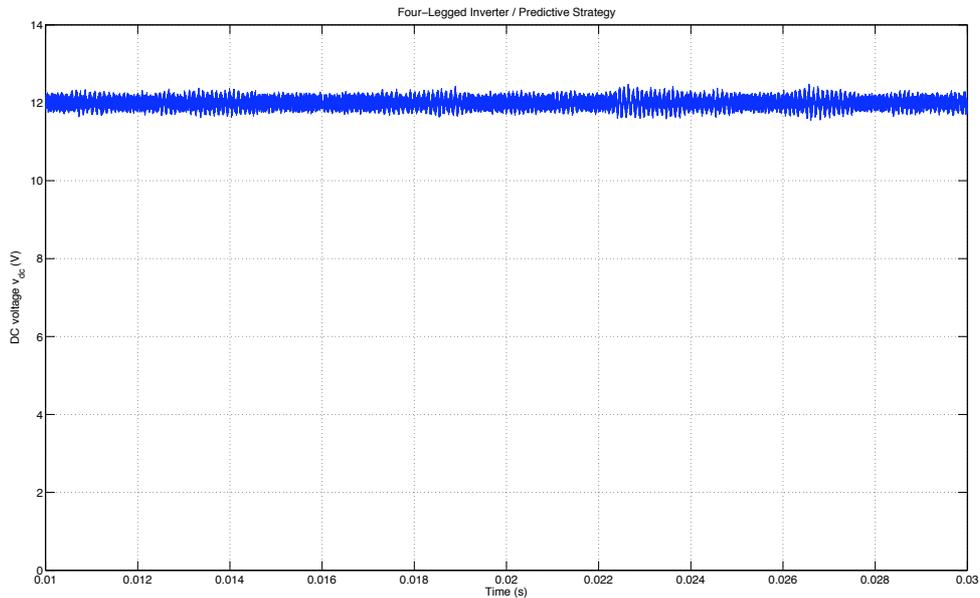


Fig. 10. Forme d'onde de la tension de bus continu pour la stratégie prédictive hybride

On peut en outre constater sur le tracé des courants $\alpha\beta 0$ de la figure 11 que la consigne de courant est bien suivie avec une trajectoire circulaire en régime permanent sinusoïdal dans le plan diphasé et qu'un courant homopolaire est bien injecté dans la charge pour stabiliser le bus continu. On constate en outre que ce courant est plus faible que les composantes $\alpha\beta$, ce qui indique que cette stabilisation du bus ne requière pas trop d'énergie et que le bras de pont auxiliaire peut être sous-dimensionné par rapport aux autres si la stabilisation du bus DC est le seul objectif visé.

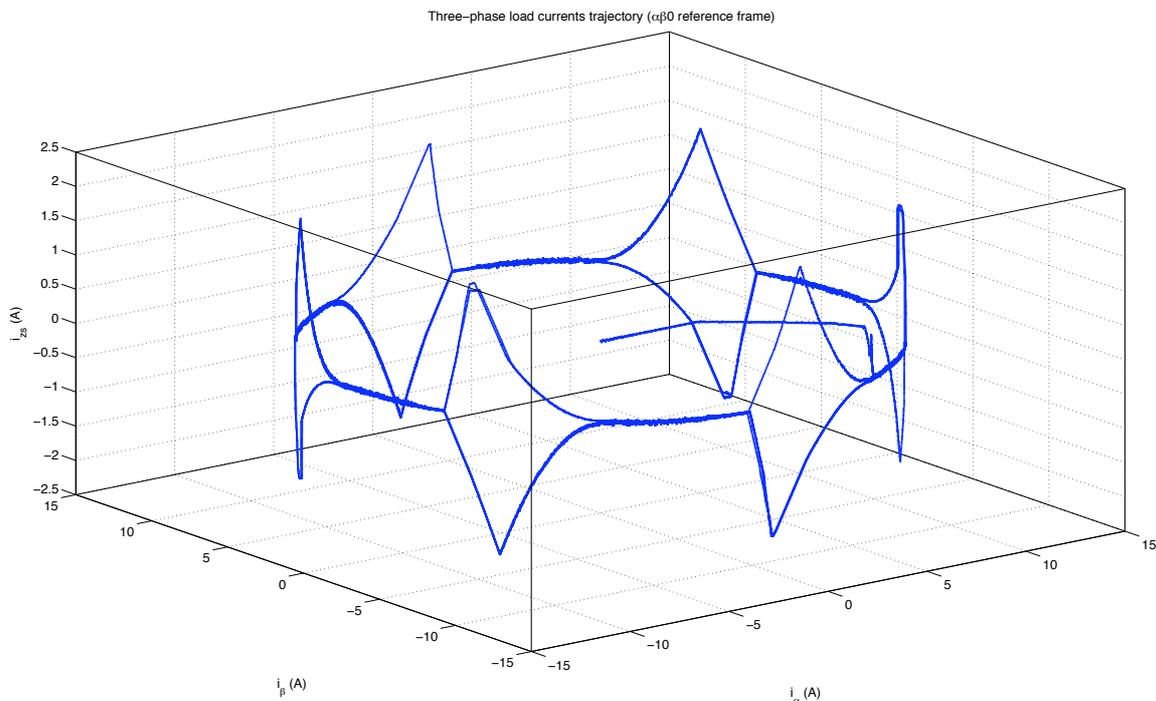


Fig. 11. Trajectoire des courants dans le plan $\alpha\beta 0$ avec la commande prédictive hybride

V. CONCLUSION

Nous avons montré dans cet article que la stratégie de modulation utilisée avec un onduleur de tension triphasé classique avait un impact sur les perturbations conduites sur le bus continu qui pouvait s'avérer insuffisant dans le cadre d'applications embarquées dans lesquelles l'encombrement des passifs (condensateurs de filtrage) était critique. Nous avons alors étudié une solution alternative réalisant un filtrage actif sur le bus continu d'alimentation au moyen d'un quatrième bras de pont connecté au point neutre de la charge. L'injection d'une homopolaire adaptée peut en effet contribuer à un maintien d'une bonne qualité de la tension du bus. Pour aboutir à ce résultat, nous avons simulé l'application d'une stratégie de commande « prédictive hybride » qui a mis en évidence l'efficacité du procédé. L'étape suivante de ce travail consistera à valider expérimentalement ces constatations théoriques.

REFERENCES

- [1] C.C. Chan, Y.S Wong, The state of the art of electric vehicles technology, in Proc. of the 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. Vol. 1, pp. 46 - 57, 14-16 Aug. 2004, Xi' an, China.
- [2] J. Hobraiche, J.-P. Vilain, C. Plasse, Offline optimized pulse pattern with a view to reducing DC-link capacitor application to a starter generator, in Proc. of IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC'04, Vol. 5, pp. 3336 – 3341, 20-25 June 2004, Aachen, Germany.
- [3] A. Stone, B. Chambers, D. Howe, Random carrier frequency modulation of PWM waveforms to ease EMC problems in switched mode power supplies, in Proc. of International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol. 1, pp. 16-21, 21-24 Feb. 1995, Singapore.
- [4] G. S. Thandi, R. Zhang, K. Xing, F. C. Lee, D. Boroyevich, Modeling, Control and Stability Analysis of a PEBB based DC DPS, IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 14, No. 2, pp. 497-505, Apr. 1999.
- [5] J.-P. Louis, sous la direction de, Modèles pour la commande des actionneurs électriques, Traité EGEM, Série Génie Electrique, Hermès, Lavoisier, 2004.