



Science Arts & Métiers (SAM)

is an open access repository that collects the work of Arts et Métiers Institute of Technology researchers and makes it freely available over the web where possible.

This is an author-deposited version published in: <https://sam.ensam.eu>
Handle ID: <http://hdl.handle.net/10985/8862>

To cite this version :

Fatiha MEKRI, Jean-Frederic CHARPENTIER, Eric SEMAIL, Xavier KESTELYN - Commande avec prise en compte de défauts d'ouverture de phase d'une machine pentaphasée à aimants associée à un onduleur de tension MLI - In: Electronique de Puissance du Futur- 2010- Nantes, France, 2010-07 - Electronique de Puissance du Futur (EPF 2010) - 2010

Any correspondence concerning this service should be sent to the repository

Administrator : scienceouverte@ensam.eu



Commande avec prise en compte de défauts d'ouverture de phase d'une machine pentaphasée à aimants associée à un onduleur de tension MLI

Fatiha Mekri*, Jean-Frederic Charpentier*, Xavier Kestelyn**, E. Semail**

*IRENav: Institut de Recherche de l'Ecole Navale EA3634 - BP 600, 29240 BREST ARMEES, France

** L2EP, ENSAM. 8, boulevard Louis XIV 59046 Lille cedex

Résumé- Cet article est consacré à l'étude d'une méthode de commande d'une machine synchrone à aimant permanent à cinq phases associée à un onduleur de tension à MLI intersective. On s'intéresse au cas de la commande en mode normal et en mode dégradé. Les défauts étudiés sont liés à la déconnexion d'une phase ou de plusieurs phases. Dans ce cas la méthode étudiée, qui est basée sur une approche vectorielle, permet une détermination en ligne des courants de référence optimaux adaptés au défaut. De ce fait, cette méthode garantit un fonctionnement continu de la machine. L'approche de commande utilisée est basée sur le formalisme multimachine des machines polyphasées. Le contrôle des courants utilise des régulateurs PID qui seront comparés des régulateurs type hystérésis en mode normal et en mode de défaut. Les résultats de simulation effectués sur MATLAB / Simulink sont présentés et discutés afin de vérifier les performances de la stratégie et des régulateur étudiés. Ils montrent en particulier l'efficacité de la régulation de type PID en mode normal et de la régulation par hystérésis en mode de défaut.

I. INTRODUCTION

L'utilisation des machines synchrones à aimants permanents à grand nombre de phases alimentées par des onduleurs de tension à MLI est particulièrement adaptée à des cahiers des charges exigeants en termes de sécurité de fonctionnement et/ou de discrétion acoustique et/ou de grande puissance. En effet, la multiplication du nombre de phases permet d'une part le fractionnement de puissance et donc la diminution des contraintes sur les composants mais aussi d'autre part la réduction des ondulations de couple et le fonctionnement en mode dégradé (d'une ou plusieurs phases en défaut). De ce fait, ces technologies sont particulièrement adaptées à des contextes comme la propulsion navale ou l'automobile. Les avancées dans domaine de l'électronique de puissance et de commande permettent d'assurer des commandes robustes de ces machines quelque que soit leur mode fonctionnement. Différents travaux ont été réalisés sur les machines polyphasées alimentées par onduleur de tension [1, 2, 3, 4]. Certains de ces travaux se basent sur la décomposition de la machine polyphasée en machines fictives équivalentes et découplées magnétiquement [4]. En mode dégradé, différentes méthodes ont été présentées en [2, 4, 5] afin de supprimer les ondulations de couple générées par la déconnexion d'une ou plusieurs phases d'une MSAP polyphasée, basées sur la modification de la forme de courant d'une ou plusieurs phases actives de la machine. Dans ce travail, après avoir présenté la théorie de la modélisation multi machine des machines polyphasées, nous nous intéresserons à la régulation de la vitesse et du courant d'une MSAP à 5 phases alimentée par un onduleur de tension. Des résultats de simulations seront présentés et consacrés à la simulation de la commande on-line de la machine pentaphasée en mode dégradé pour obtenir un couple constant, à pertes joules minimales pour différents types de correcteurs (PI, PID, correcteurs non linéaires).

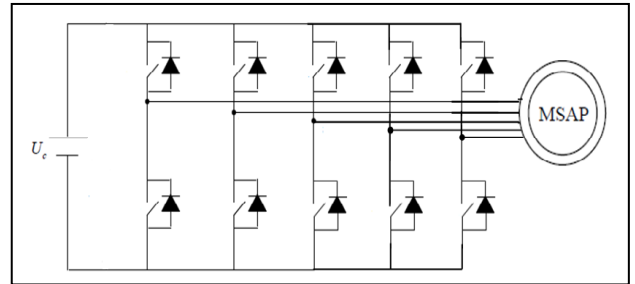


Figure .1. Association machine convertisseur

II. FORMALISME MULTIMACHINE

Les équations électriques d'une machine synchrone pentaphasée dans la base naturelle (base associée aux 5 phases) sont données pour chaque phase donnée par l'expression suivante :

$$v_k = R_s i_k + \frac{d\phi_{sk}}{dt} + e_k \quad (1)$$

Où ϕ_{sk} est Le flux statorique dans la phase k créé par les courants statoriques. e_k est la Fem induite dans la phase k par le rotor.

Une commande directe dans la base naturelle est possible par exemple en imposant des références sinusoïdales. Cependant un bon suivi en dynamique est alors difficile à obtenir car les références varient avec une dynamique élevée liée à la vitesse de la machine. Afin de simplifier la conception d'une commande dynamique, il est possible de travailler dans une base où les phases sont découplées magnétiquement entre elles. La matrice inductance ayant un caractère symétrique et circulant, elle est donc diagonalisable dans une base orthonormée. Il est alors possible d'écrire l'équation (1) dans cette nouvelle base (en passant de la base naturelle à cette nouvelle base par une transformation dite de Concordia Généralisée) [6,7,8]. On obtient alors les équations caractéristiques de 2

machines diphasées et d'une machine monophasée fictives que l'on peut appeler principale (plan α_p, β_p), secondaire (plan α_s, β_s) et homopolaire (droite z) et qui sont caractérisées par des forces électromotrices et des inductances différentes:

$$\begin{aligned} v_z &= R_s i_z + \Lambda_z \frac{di_z}{dt} + e_z \\ \vec{v}_{\alpha\beta-p} &= R_s \vec{i}_{\alpha\beta-p} + \Lambda_p \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta-p}}{dt} + \vec{e}_{\alpha\beta-p} \\ \vec{v}_{\alpha\beta} &= R_s \vec{i}_{\alpha\beta-s} + \Lambda_s \frac{d\vec{i}_{\alpha\beta-s}}{dt} + \vec{e}_{\alpha\beta-s} \end{aligned} \quad (2)$$

Tous les axes (Les 2 plans et l'axe homopolaire) sont alors découplés magnétiquement et on peut définir pour chacun un schéma électrique équivalent séparé. Chacun de ces systèmes est alimentée par source de tension v_x dite soit principale (v_p) ou secondaire (v_s) ou homopolaire (v_h), d'une résistance, d'une inductance (Λ_x) et d'une FEM, (principale, secondaire, homopolaire). Le schéma électrique équivalent à chacun de ces systèmes est donné par la figure ci-dessous, avec x pouvant représenter la machine principale, secondaire ou homopolaire (x=p,s,h). Il est à noter qu'à cette décomposition en sous espaces liée aux machines fictives correspond également une décomposition harmonique des signaux. En effet les signaux (Forces électromotrices, tension, courants) se projettent par familles d'harmoniques dans ces sous espaces. Les harmoniques 1,9 et 11 se projettent dans le plan principal, les harmoniques 3, 7 et 13 dans le plan secondaire et les harmoniques multiples de 5 sur la droite homopolaire.

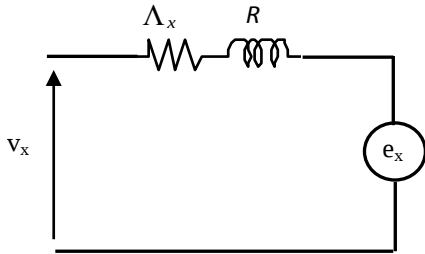


Figure 2. Schéma équivalent d'une phase de la machine

- Expression de la FEM :

Le vecteur FEM dans la base naturelle (5 phases) d'une machine synchrone pentaphasée peut s'écrire sous forme:

$$\begin{aligned} \vec{e} &= e_1 \vec{x}_1 + e_2 \vec{x}_2 + e_3 \vec{x}_3 + e_4 \vec{x}_4 + e_5 \vec{x}_5 \\ e_k &= \sum_{h=1}^{\infty} E^h \sin\left(h(p\theta - (k-1)\frac{2\pi}{5})\right) \end{aligned} \quad (3)$$

Avec : $E^h = k_{fem}^h \Omega$ est la valeur maximale de l'harmonique de FEM de rang h.

En projetant le vecteur de la FEM sur les différents sous espaces $[z, \alpha, \beta]$, on obtient les équations du système 4 :

$$\vec{e}_z = \sqrt{5} \sum_h E^h \sin(hp\theta) \vec{x}_z, \quad h=5, 15, \dots$$

$$\vec{e}_p = \sqrt{\frac{5}{2}} \sum_h E^h (\sin(hp\theta) \vec{x}_{p\alpha} - \cos(hp\theta) \vec{x}_{p\beta}), \quad h=1, 9, \dots \quad (4)$$

$$\vec{e}_s = \sqrt{\frac{5}{2}} \sum_h E^h (\sin(hp\theta) \vec{x}_{s\alpha} + \cos(hp\theta) \vec{x}_{s\beta}), \quad h=3, 7, \dots$$

$$\vec{e} = \vec{e}_p + \vec{e}_s + \vec{e}_z$$

Les e_p , e_s et e_h correspondent à des vecteurs, obtenus par projections dans les espaces (α_p, β_p) , (α_s, β_s) et z (transformation de Concordia généralisée), du vecteur force électromotrice. Ce vecteur est lui-même obtenu à partir des forces électromotrices de chaque phase. A titre d'exemple nous considérerons une machine 5 phases à aimants permanents de faible puissance. La force électromotrice de la figure. 3 est mesurée à vide aux bornes de l'une des phases de cette machine à 1250tr/mn. En se basant sur ce relevé expérimental, on en déduit le contenu harmonique résumé dans le tableau 1, ce dernier montre que l'harmonique 3 représente 23% de l'amplitude du fondamental et que l'harmonique 7 représente 3.5% de la l'harmonique 3.

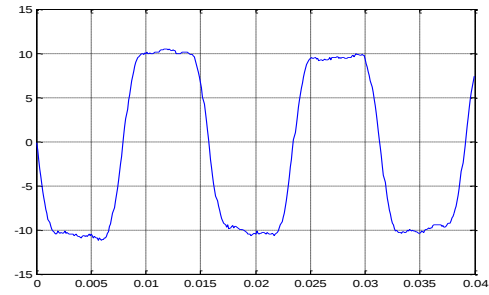


Figure 3 : Relevé expérimental d'une FEM à 1250 tr/mn

Tableau 1 : contenu harmoniques des FEMs

Harmonique	1	3	5	7
Taux relatif en(%)	100	23	7.31	0.82

Au vu de la répartition harmonique de la FEM dans les sous espaces on peut alors considérer au niveau des premiers harmoniques pour chaque machine, que la machine principale a le nombre de paires de pôles, p, de la machine réelle et que la machine secondaire a 3 fois ce nombre de paires de pôles. Il est à noter que si un couplage étoile est établi, ce qui est le cas pour notre étude, la machine homopolaire n'est pas alimentée et n'a alors pas à être régulée. Il est alors possible d'appliquer la transformation de Park appropriée à chaque machine diphasée (d'angle θ pour la machine principale et d'angle -30 pour la machine secondaire). Ceci permet de contrôler le courant dans chaque machine (et donc leur contribution au couple) indépendamment en assurant des références de courant qui varient lentement en mode normal.

- L'expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est alors la somme des couples des machines principale, secondaire et homopolaire.

$$C_{em} = \frac{\vec{e} \cdot \vec{i}}{\Omega} = \frac{\vec{e}_z \cdot \vec{i}_z + \vec{e}_p \cdot \vec{i}_p + \vec{e}_s \cdot \vec{i}_s}{\Omega} = \frac{\vec{e}_p \cdot \vec{i}_p + \vec{e}_s \cdot \vec{i}_s}{\Omega}$$

Cela revient à écrire le couple sous forme :

$$C_{em} = C_s + C_p \quad (5)$$

D'autre part, l'équation mécanique de la machine est :

$$C_{em} = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (6)$$

III. STRATEGIE DE COMMANDE EN COUPLE EN MODE DEGRADE

En mode normal, on cherche à minimiser les pertes joules à couple maximum et constant [5]. Pour ce faire, il faut que le courant $\vec{i}$ soit colinéaire à $\vec{e}$, cela revient à imposer des ondes de courant de même formes que la FEM et en phase. Dans ce cas, le couple électromagnétique est maximum à pertes Joule données.

$$\vec{i} = k \frac{\vec{e}}{\Omega}$$

$$\text{avec } C_{\max} = \frac{\vec{e}}{\Omega} \cdot \vec{i} = \frac{\vec{e}}{\Omega} \cdot \left(k \frac{\vec{e}}{\Omega} \right) = k \left\| \frac{\vec{e}}{\Omega} \right\|^2$$

$$\text{D'où : } k = \frac{C_{\max}}{\left\| \frac{\vec{e}}{\Omega} \right\|^2} \Rightarrow i_{ref} = k \frac{\vec{e}}{\Omega} \quad (7)$$

Si cette stratégie est appliquée telle quelle en mode dégradé elle se traduit par un couple pulsatoire important de pulsation 2ω et par une diminution du couple moyen. Pour y remédier il faut imposer une nouvelle stratégie de calcul des références de courant. Cette méthode consiste à modifier la forme d'onde des références de courants de toutes les phases actives de sorte que le couple pulsatoire soit minimisé tout en maintenant la colinéarité entre le vecteur courant et le nouveau vecteur force électromotrice constitué des phases alimentées (e') à l'exclusion des phases non alimentées. Afin de minimiser les pertes joules [5,9]. Après détection des phases en défaut, on est amené à considérer alors un nouveau système (dont les variables sont notées x') au nombre de phases égales au nombre de phases initiales moins le nombre de phases en défauts [9]. Dans ce cas le couple est le produit scalaire du vecteur courant et du vecteur FEM, e'_j , la forme d'onde de la FEM de la phase j par exemple, est alors donnée par l'expression suivante:

$$\vec{e}'_1 = \vec{e}_1 - \frac{1}{q} \sum_{j=1}^q h_j \vec{e}_j$$

$$k' = \frac{C_{\max}}{\left\| \frac{\vec{e}'}{\Omega} \right\|^2} \Rightarrow i' = K' \frac{\vec{e}'}{\Omega} \quad (8)$$

Avec: q : le nombre de phases actives

$h_j=1$: phase active

$h_j=0$: phase inactive

Cette stratégie reste valable en mode normal et en mode dégradé pour l'obtention d'un couple constant à pertes joules minimales et permet une gestion en temps réel des défauts du type ouverture de phase sans reconfiguration complète de la structure de commande. La structure générale de la commande qui est valable en mode normal et dégradé est donnée par la figure.4.

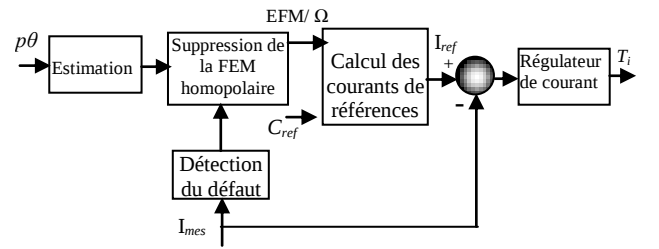


Figure. 4. Stratégie de commande de la machine polyphasée

IV. CONTROLE DES COURANTS D'UN MOTEUR SAP POLYPHASE

A. Contrôle linéaire (Régulateur PID).

Comme expliqué précédemment le modèle de la machine pentaphasée en vue de la commande se fait en appliquant la transformation de Park appropriée à chaque machine diphasée donnée par les équations (3). On peut alors considérer que chacune des machines fictives a des références de courant sinusoïdales en régime permanent du mode normal. Le schéma bloc de contrôle de la machine principale dans le référentiel de Park, est donné par la figure. 5, en appliquant la matrice de rotation classique $P(-\theta)$ pour obtenir l'image du courant dans le plan de Park. On a la même structure de contrôle pour la machine secondaire suivant l'axe q ou d mais en appliquant la matrice de rotation classique $P(-3\theta)$, on obtient le système d'équation 9.

$$\begin{aligned} v_{dp} &= R_s I_{dp} - \omega \Lambda_p I_{qp} + E_{dp} + \Lambda_p \frac{dI_{dp}}{dt} \\ v_{qp} &= R_s I_{qp} + \omega \Lambda_p I_{dp} + E_{qp} + \Lambda_p \frac{dI_{qp}}{dt} \\ v_{ds} &= R_s I_{ds} - 3\omega \Lambda_s I_{qs} + E_{ds} + \Lambda_s \frac{dI_{ds}}{dt} \\ v_{qs} &= R_s I_{qs} + 3\omega \Lambda_s I_{ds} + E_{qs} + \Lambda_s \frac{dI_{qs}}{dt} \end{aligned} \quad (9)$$

Dans le système d'équation 9, les termes introduits par la rotation due à la transformation de Park et les FEMs sont considérés comme des perturbations qui sont compensées sans difficulté. A part les perturbations introduites par les ondulations de la FEM de la machine secondaire (E_{ds} , E_{qs}) qui ont un caractère non sinusoïdal et dépendent de l'angle de transformation, on suppose que ces perturbations ont un effet négligeable vis à vis la boucle de régulation.

En se basant sur le système d'équation 9, reliant la tension que doit fournir l'onduleur, afin de créer des courants absorbés par la machine, on déduit la fonction de transfert du système en BO. Pour le cas de la machine principale (suivant l'axe d ou q) on a :

$$G_{1BO}(p) = \frac{1/R_s}{1 + \frac{\Lambda_p}{R_s} \cdot p}$$

On pose $\tau_p = \frac{\Lambda_p}{R_s}$: constante de temps électrique de la machine principale

Afin d'assurer une bonne qualité de contrôle, à savoir, l'asservissement de $i_{q\text{-pref}}$ ($i_{q\text{-sref}}$) doit s'effectuer sans écart avec une dynamique rapide. Pour cela nous avons tout d'abord synthétisé un régulateur de type PID. Les courants étant bruités, on les filtre par un filtre passe bas du premier ordre de fonction de transfert :

$$G_{FT} = \frac{1}{1 + \tau_f p}$$

D'où la fonction de transfert du système en boucle ouverte devient :

$$G_{2BO} = G_{FT} G_{1BO} = \frac{1/R_s}{(1 + \tau_f p)(1 + \tau_p p)} \quad (10)$$

La fonction de transfert du régulateur PID (HPID) donnée par :

$$H_{PID}(p) = K \left[1 + \frac{1}{T_i p} + \frac{T_d p}{1 + \frac{T_d}{N} p} \right] \quad (11)$$

En compensant le dénominateur de la fonction de transfert (10) par le numérateur de la fonction de transfert du régulateur (11), on obtient la fonction de transfert en boucle ouverte (12) et en boucle fermée (13) :

$$G_{BO} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{(T_i)(1 + \frac{T_d}{N} p)} \quad (12)$$

$$G_{BF} = \frac{\frac{kN}{R_s T_i T_d}}{p^2 + \frac{N}{T_d} p + \frac{kN}{R_s T_i T_d}} \quad (13)$$

En identifiant la fonction de transfert en boucle fermée à un second ordre, on détermine les paramètres du régulateur PID.

On pose : $a_1 = \tau_f + \tau_p$, $a_2 = \tau_f \tau_p$

$$b_0 = \frac{1}{R_s}, \quad T_i = a_1 + \frac{1}{2\xi\omega_0}$$

$$T_d = \frac{a_2}{T_i} - \frac{1}{2\xi\omega_0}, \quad k = \frac{\omega_0 T_i}{2\xi\omega_0}$$

$$\frac{T_d}{N} = \frac{1}{2\xi\omega_0}$$

Nous fixant la fréquence de coupure à $f_0 = \omega_0/2\pi = 1000\text{Hz}$, ξ est égal à 0.7.

- Il est à noter que si en mode normal, les transformations de Park associées aux deux machines permettent d'effectuer un contrôle sur des courants dont la dynamique ne dépend pas de la vitesse de rotation de la machine, ce n'est plus le cas lors de l'apparition d'un défaut. En effet l'équation 8 conduit alors à obtenir des références de courants dont la dynamique est directement liée à la vitesse de rotation de la machine. De ce fait une régulation de type PID peut vite être limitée en terme de suivi des références. C'est pourquoi nous proposons dans cet article de comparer cette régulation avec un type de régulation plus adaptée à ce caractère dynamique en mode de défaut. Cette stratégie est basée sur un contrôle du courant par hystérésis en mode normal et dégradé.

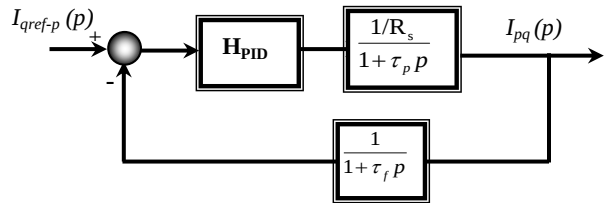


Figure.5 schéma fonctionnel de la régulation du courant (I_{q-p})

B. Contrôle non linéaire (Contrôle de courant par hystérésis à bande fixe).

La commande par hystérésis à bande fixe figure.6 consiste à maintenir le courant à l'intérieur d'une bande encadrant sa référence. La commande se fait alors sur chacune des phases par rapport à une référence calculée dans la base naturelle. L'écart existant entre le courant réel et le courant de référence est comparé à une bande fixe, appelée bande d'hystérésis. Chaque sortie de la bande entraîne un changement de la configuration des interrupteurs. Dans ce cas de contrôle du courant, la fréquence de commutation dépend essentiellement de la dérivée du courant de consigne. L'amplitude de la dérivée n'est donc pas maîtrisée et la fréquence de commutation n'est pas fixe. En revanche, cette technique de régulation présente l'avantage d'être rapide, robuste et facile à mettre

en œuvre comme le confirme les résultats de simulation obtenus.

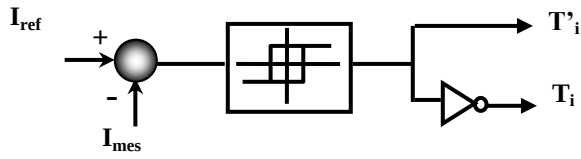


Figure.6. Schéma de la régulation du courant par hystérésis à bande fixe

VI. RESULTATS DE SIMULATION.

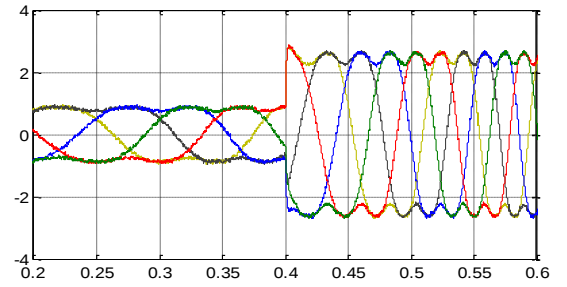
Nous avons simulé en utilisant Matlab/ Simulink le comportement d'une machine pentaphasée dont nous disposons à l'IRENav avec cette stratégie de commande lorsque l'on ouvre deux phases. Cette machine a les caractéristiques suivantes ($\Lambda_p=1.5\text{mH}$, $\Lambda_s=0.97\text{mH}$). La répartition harmonique de la FEM est celle présentée au paragraphe II (tableau I). Cette machine est associée à un onduleur pentaphasé à IGBT piloté en MLI à 12 kHz.

C. Mode normal

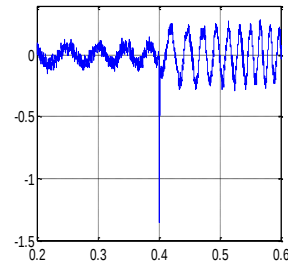
Les figures. 7 et 8 montrent respectivement les résultats obtenus avec un régulateur PID et par une stratégie de contrôle par hystérésis pour les courants en mode sans défauts le cas augmentation du couple à 0.4ms de 0.4Nm. On constate alors que l'on a un bon suivi des courants de références avec l'obtention d'un couple constant que ce soit avant ou après le régime transitoire pour les 2 types de régulation. L'erreur de suivi en régime permanent ainsi que l'erreur lors du transitoire sont plus importants pour le cas de contrôle par hystérésis. En effet l'erreur dépend alors directement de la largeur de la bande d'hystérésis et se répercute sous forme d'ondulation excessive du courant de charge autour de sa référence ce qui se traduit par une augmentation significative des pertes joules. L'objectif du contrôle étant de minimiser ces pertes pour un couple donné, le contrôle par PID apparait alors beaucoup plus performant en mode normal.

D. Mode de défaut

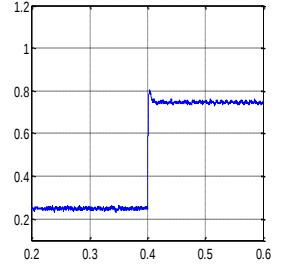
Les figures. 9, 10 représentent les résultats de simulation obtenus avec 2 phases ouvertes (phase 1 et 2), pour les deux modes de contrôle MLI (régulateur PID) et hystérésis à bande fixe respectivement et la figure 11 illustre la vue rapprochée des courants de phases et de leurs références pour le contrôle par hystérésis et par régulateur PID. Ces conditions correspondent au cas du défaut le plus pénalisant. Avant le régime transitoire, à 0.4Nm, on a les mêmes performances que dans le cas du fonctionnement en mode normal, le couple et la vitesse augmentent, ainsi que le courant et sa dynamique. Dans les pentes raides le régulateur PID est alors pénalisé par sa lenteur et le courant réel est retardé par rapport à sa référence. L'erreur devient alors plus importante ce qui se traduit par des couples pulsants et des pertes supplémentaires. Par contre le contrôle par hystérésis, permet alors un très bon suivi de la référence (figure.11).



(a)

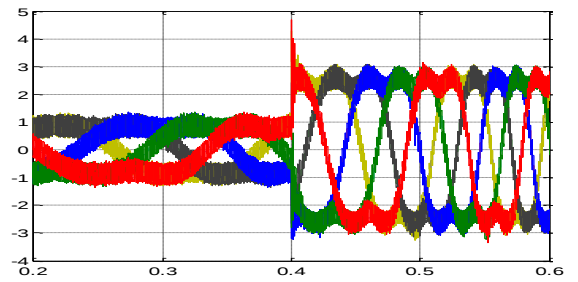


(b)

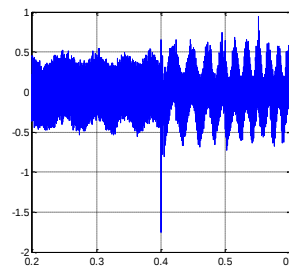


(c)

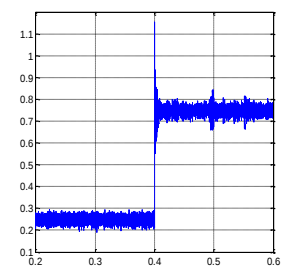
Figure.7. Configuration sans défaut (a) courant dans les phases 1, 2, 3 4, 5 (b) l'erreur dans la phase 2 (c) couple



(a)



(b)



(c)

Figure.8. Configuration sans défaut (a) courant dans les phases 1, 2, 3 4, 5 (b) l'erreur dans la phase 2 (c) couple

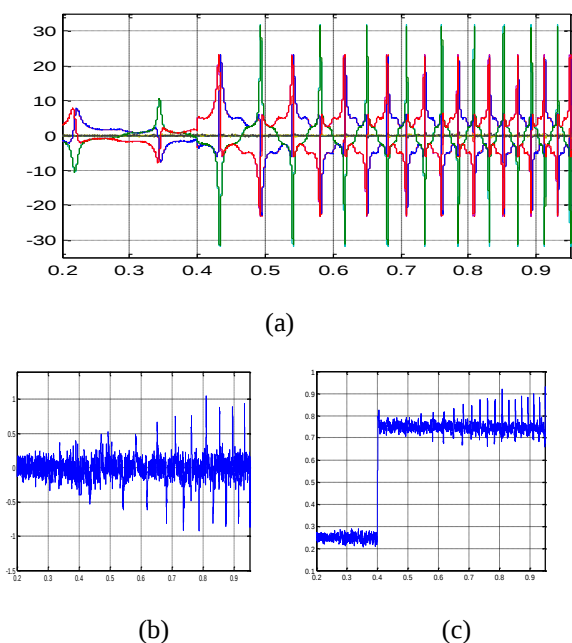


Figure.9. Configuration avec 2 phases ouvertes (a) courant dans les phases 1,2, 3 4,5(b) l'erreur dans la phase 2(c) couple

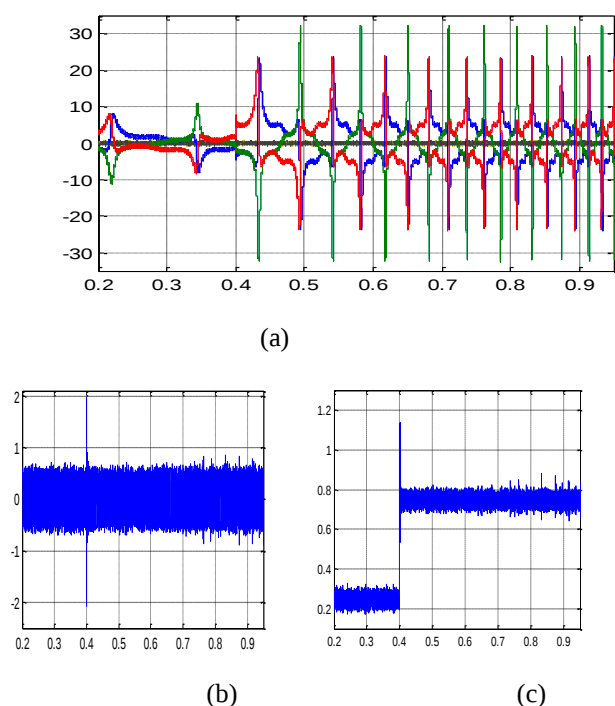


Figure.10. Configuration avec 2 phases ouvertes (a) courant dans les phases 1,2, 3 4,5 (b) l'erreur dans la phase 2 (c) couple

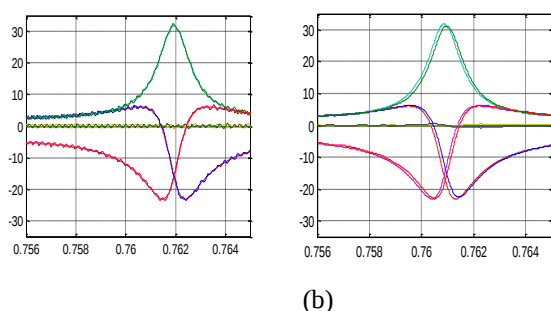


Figure. 11 : vue rapprochée des courants de phases et de leurs références pour le contrôle par hystérésis (a) et par PID (b)

V. CONCLUSION

La stratégie de commande étudiée dans cet article permet la suppression des ondulations du couple dues à la déconnexion d'une ou plusieurs phases d'alimentation d'une machine pentaphasée, en minimisant les pertes joules. Cette stratégie permet à la fois de traiter les modes dégradés et normaux en utilisant le même algorithme de génération des courants de références, et la même architecture de commande. En utilisant cette stratégie de génération des courants de références, un mode de régulation utilisant des transformations de Park dédiées à chacune des machines fictives déterminées selon la théorie multi machines et des régulateurs de type PID est comparée à une stratégie de régulation de courant par hystérésis à bande fixe. Dans le cas du mode normal la première stratégie s'avère particulièrement performante. Cependant il est à noter que l'emploi de correcteurs de type PID est discutable dans les modes de défauts car dans les grandeurs selon les axes d et q dans les machines fictives ne sont alors pas constantes. L'augmentation de la vitesse du système se traduit alors par des difficultés de suivi des références et par un couple moins maîtrisé. Dans ce cas le contrôle par hystérésis est alors plus adapté car il permet d'avoir un meilleur suivi des références.. Afin d'améliorer les performances du système en particulier pour les régimes de haute vitesse il sera nécessaire au cours des travaux à venir de tester des régulateurs non linéaires plus complexes que l'hystérésis comme par exemple des régulateurs basés sur la théorie des modes glissants afin d'obtenir des performances élevées en régime normal et en situation de défaut.

VI. REFERENCES

- [1] Leila Parsa, et al "Five- Phase Permanent -Magnet Motor Drives" IEEE Transactions on Industry applications, Vol.41.NO.1, 2005.
- [2] Suman Dwari, Leila Parsa "An Optimal Control Technique for Multiphase PM Machines Under Open Circuit Faults", IEEE Transactions on Industry Electronics, Vol.55.NO.5pp 1988 – 1995, May 2008
- [3] Emil Levi, Martin Jones, Slobodan N.Vukosavic, Hamid.A .Toliyat " Operating Principles of a Novel Multiphase Multimotor Vector –controlled Drive. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.19.NO.3, September 2004 pp 508-517.
- [4] F. Locment, E.Semail, Kestelyn " Vectorial Approach Based Control of a seven- phase Axial Flux Machine Designed for Fault Operation, IEEE 2008.
- [5] Jean Philippe Martin, Serge Pierfederici, Farid Meibody Tabar, Paul Letellier, synthèse des méthodes de filtrage du couple des MSAP Polyphasées en modes normal et dégrade" European Journal of Electrical Engineering- 2007, Volume 10, n°1-2 pp 117-149.
- [6] X.Kestelyn, " Modélisation vectorielle multimachines pour la commandées ensembles convertisseurs machines polyphasés", Ph.D. thesis of, USTL, 2003
- [7] Leila Parsa, Hamid A.Toliyat, " Sensorless Direct Torque Control of Five Phase Interior Permanent Magnet Motor Drives", IEEE Transactions on Industry applications, Vol.43.NO.4, July/August 2007 pp 952 - 959.
- [8] E. Semail, A Xavier Kestelyn, Alain Bousscayrol, " Sensitivity of a 5 phase Brushless DC machine to 7th harmonic of back-electromotive force", PESC 2004 IEEE Power Electronics, Germany, CD- ROM.
- [9] X.Kestelyn, "Generation of on line optimal current references for multi-phase permanent magnet machines with open circuit phases" in proceedings IEMDC 2009, pp 689-694, 2009.