

Analyse et Modélisation des défauts d'une MAS dans sa partie statorique commandé par DTC

Saad Khadar, Abdellah Kouzou

Laboratoire LAADI, Faculté de la Technologie, Université Ziane Achour, 17000 Djelfa, Algérie

saadkhadar@yahoo.com, kouzouabdellah@ieee.org.

Résumé—Dans ce travail proposé la technique de la commande direct du couple (DTC) d'une machine asynchrone (MAS) en présence d'un défaut du stator alimentée par un onduleur NPC à trois niveaux avec une régulateur de la logique floue (RLF). Pour cela, en premier lieu, nous présentons une nouvelle méthode pour la modélisation triphasé de la MAS en présence d'un défaut de court-circuit entre spires d'une phase statorique, cette nouvelle méthode est basée sur la théorie du couplage électromagnétique des circuits électriques. Ensuite, étude d'une structure d'onduleur NPC à trois niveaux, l'onduleur multi-niveaux sont une plus faible tension de sortie, moins de distorsion harmonique dans les formes d'onde de courant et des fréquences de commutation plus faibles. En second lieu, une structure de la DTC avec une RLF, cette technique de commande est capable de fournir une bonne dynamique du couple électromagnétique avec une robustesse intéressante vis-à-vis des perturbations extérieures et de la variation paramétrique. Enfin, la technique proposé dans ce travail est vérifié par simulation numérique. Les résultats démontrent que le contrôle proposé a présenté de bonnes performances de la MAS en fonctionnement sain et avec défaut est présenté.

Mots Clés—DTC, MAS, NPC à trois niveaux, régulateur logique floue, court-circuit entre spires.

I. INTRODUCTION

Aujourd'hui, Les machines électriques tournantes occupent une place prépondérante dans tous les domaines industriels [1]. La machine à rotor à cage d'écureuil est les plus fréquemment utilisées grâce à leur robustesse, leurs qualités, leur simplicité de construction, sa masse réduite et leurs prix [2]. Mais, il est également sujet à des défauts. Les nombreux travaux ont été publiés sur les différents défauts dans cette machine [3, 4] ont conclu que 40% des défaillances du moteur sont liées aux roulements, 38% à des défaillances de bobinage, 10% à des défauts le rotor et 12% à d'autres parties de la machine. Les défauts dans l'enroulement du stator représentent un pourcentage important des défaillances de la machine. De plus, ces études indiquent que la majorité des défaillances dans les enroulements du stator résultent de court-circuit entre spires [5]. Lorsqu'un court-circuit entre spires se produit, un courant extrêmement élevé dans la phase infectée, ce qui produit une chaleur excessive dans l'isolation environnante [6], ce qui diminue le rendement du moteur et accélère la dégradation du moteur due aux contraintes thermiques [7]. Ainsi, la détection précoce des défauts et le diagnostic dans la machine est une tâche importante pour assurer la fiabilité. Ces dernières années, les recherches sur la détection des défauts et le diagnostic sont en augmentation. Cette recherche porte sur trois domaines, la modélisation des défauts, la détection des défauts et le diagnostic [8]. De nombreuses techniques de

surveillance d'état ont été présentées pour différents types de modélisation et de détection de défauts. Par exemple dans [9, 10], la surveillance du flux de fuite axial a été utilisée comme méthode de détection de l'apparition de court-circuit entre spires au moyen d'une grande bobine. De plus, dans [11] et [12] proposé une méthode pour détecter les défauts du stator en utilisant les paramètres structurels du modèle de connaissances. En effet, la méthode des défauts du stator sera basée sur le modèle utilisé [11,12]. Pour éviter ce limitation. Ce travail propose une autre méthode pour détecter les défauts statoriques (court-circuit entre spires), en tenant compte les paramètres changeants tels que les résistances et les inductances.

Au cours des dernières années les nombreuses études ont été menées pour développer les différentes solutions pour le contrôle de la MAS sont celles regroupés sous le terme de commande directe du couple et du flux statorique (DTC). Cette commande est sans doute une solution très prometteuse aux problèmes de robustesse pour la variation des paramètres du rotor [13] et absence de bloc de modulation de tension séparé [14]. D'un autre côté, les recherches en cours sont orienté vers l'amélioration des performances de cette technique [15-17]. Dans ce travail nous présentons deux approches différentes pour améliorer les fonctionnalités DTC. Première consiste à utiliser le régulateur de vitesse de type floue qui présente une amélioration aux réponses et une insensibilité aux variations de la charge. Deuxième consiste à utiliser topologies l'onduleur à trois niveaux (NPC). Le principal avantage de la topologie l'onduleur à trois niveaux appliquée au DTC est distorsion de tension plus faible [18], l'augmentation du nombre de vecteurs de tension disponibles [13] et la fréquence de commutation plus faible [19]. Cela signifie que le nombre de possibilités dans le processus de sélection de vecteur est considérablement augmenté, ce qui peut entraîner une réduction des ondulations de couple et de flux. Le but de ce travail est l'étude des problèmes qui peuvent affecter le fonctionnement de la MAS à travers les défaillances, plus spécialement les défauts de court-circuit entre spires, à son impact sur le contrôle et le fonctionnement de la machine. Le reste de ce travail est organisé comme suit: Dans la section II, nous présentons une modélisation triphasée de la MAS en présence d'un défaut de court-circuit entre spires. Ensuite, les sections III et IV présentent respectivement la topologie l'onduleur à trois niveaux à structure NPC et le principe du contrôle DTC de la MAS avec la boucle de réglage de vitesse par RLF. La méthode de contrôle est proposée et validée par des simulations numériques est donnés dans la section V. Finalement, nous terminons notre travail par une conclusion.

II. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

A. Modélisation d'une MAS sain

Les équations relatives au stator et au rotor dans un repère triphasé d'une MAS sont données par les formules suivantes :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + [P\Psi_s] \\ [V_r] = [0] = [R_r][I_r] + [P\Psi_r] \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} [\Psi_s] = \{ [M_{ss}] + [l_{sf}] \} [I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Psi_r] = [M_{sr}] + \{ [M_{rr}] + [l_{rf}] \} [I_r] \end{cases} \quad (2)$$

Tel que: $[I_s] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]$, $[I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]$; les vecteurs des courants statorique et rotorique respectivement

$[\Psi_s] = [\Psi_{sa} \ \Psi_{sb} \ \Psi_{sc}]$, $[\Psi_r] = [\Psi_{ra} \ \Psi_{rb} \ \Psi_{rc}]$; les vecteurs des flux statorique et rotorique respectivement

B. Modélisation d'une MAS en présence des défauts

Pour modéliser les défauts de court-circuit entre spires, nous présentons une autre méthode de modélisation de la MAS, en tenant compte les paramètres changeants tels que les résistances statorique et les inductances [20,21]. On définit les rapports de court-circuit et le nombre de spires pour les trois phases statoriques, est alors donné par :

$$\begin{aligned} N_1 &= N_s - N_{cc1} = (1 - K_{sa}) N_s = h_{sa} N_s \\ N_2 &= N_s - N_{cc2} = (1 - K_{sb}) N_s = h_{sb} N_s \\ N_3 &= N_s - N_{cc3} = (1 - K_{sc}) N_s = h_{sc} N_s \end{aligned} \quad (3)$$

Soit N_s est le nombre de spires par phase et N_{cc} est le nombre de spires concernées par le défaut en cas de défaut entre-spires.

$$\text{où: } K_{sa} = \frac{N_{cc1}}{N_s}, K_{sb} = \frac{N_{cc2}}{N_s}, K_{sc} = \frac{N_{cc3}}{N_s}$$

Les matrices $[R_s]$, $[l_{sf}]$, $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$ et $[M_{ss}]$ dépendent des trois coefficients h_{sa} , h_{sb} , h_{sc} , sont données par les matrices suivantes :

$$[R_s] = R_s \begin{pmatrix} h_{sa} & 0 & 0 \\ 0 & h_{sb} & 0 \\ 0 & 0 & h_{sc} \end{pmatrix} \quad (4)$$

$$[l_{sf}] = l_{sf} \begin{pmatrix} h_{sa}^2 & 0 & 0 \\ 0 & h_{sb}^2 & 0 \\ 0 & 0 & h_{sc}^2 \end{pmatrix} \quad (5)$$

$$[M_{ss}] = M_s \begin{pmatrix} h_{sa}^2 & -\frac{h_{sa}h_{sb}}{2} & -\frac{h_{sa}h_{sc}}{2} \\ -\frac{h_{sa}h_{sb}}{2} & h_{sb}^2 & -\frac{h_{sb}h_{sc}}{2} \\ -\frac{h_{sa}h_{sc}}{2} & -\frac{h_{sb}h_{sc}}{2} & h_{sc}^2 \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$[M_{sr}] = M \begin{pmatrix} h_{sa}\cos\theta & h_{sa}\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & h_{sa}\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ h_{sb}\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & h_{sb}\cos\theta & h_{sb}\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ h_{sc}\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & h_{sc}\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & h_{sc}\cos\theta \end{pmatrix} \quad (7)$$

Le champ magnétique créé par le courant circulant au rotor a la même pulsation que celui créé par le courant circulant au stator. Ainsi, le champ magnétique créé par un courant statorique fictif. La relation entre ce courant fictif et le courant rotorique est donné par une transformation mathématique. En utilisant cette transformation l'ensemble des variables du rotor peuvent être changées en nouvelle variables ayant la même pulsation que les variables du stator. Ainsi, tous les paramètres du modèle seront indépendants de la position angulaire la transformation est donné par la matrice suivante [20, 22]:

$$[T] = \begin{pmatrix} \cos(\theta) + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos\theta + \frac{1}{2} & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + \frac{1}{2} & \cos(\theta) + \frac{1}{2} \end{pmatrix} \quad (8)$$

Modèle global de la MAS en présence des défauts statoriques en cas de court-circuit entre spires dans le repère triphasé à partir de la matrice de transformation $[T]$ sont données par les équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_{ra}}{dt} = \lambda \left(h_{sa} i_{sa} - \frac{h_{sb}}{2} i_{sb} - \frac{h_{sc}}{2} i_{sc} \right) - \frac{R_r}{C} \Psi_{ra} \\ - \left(\frac{R_r}{C} \cdot B + \frac{\sqrt{3}}{3} \omega \right) \Psi_{rb} - \left(\frac{R_r}{C} \cdot B - \frac{\sqrt{3}}{3} \omega \right) \Psi_{rc} \\ \frac{d\Psi_{rb}}{dt} = \lambda \left(-\frac{h_{sa}}{2} i_{sa} + h_{sb} i_{sb} - \frac{h_{sc}}{2} i_{sc} \right) - \\ \left(\frac{R_r}{C} \cdot B - \frac{\sqrt{3}}{3} \omega \right) \Psi_{ra} - \frac{R_r}{C} \Psi_{rb} - \left(\frac{R_r}{C} \cdot B + \frac{\sqrt{3}}{3} \omega \right) \Psi_{rc} \\ \frac{d\Psi_{rc}}{dt} = \lambda \left(-\frac{h_{sa}}{2} i_{sa} - \frac{h_{sb}}{2} i_{sb} + h_{sc} i_{sc} \right) - \\ - \left(\frac{R_r}{C} \cdot B + \frac{\sqrt{3}}{3} \omega \right) \Psi_{ra} - \left(\frac{R_r}{C} \cdot B - \frac{\sqrt{3}}{3} \omega \right) \Psi_{rb} - \frac{R_r}{C} \Psi_{rc} \end{cases} \quad (9)$$

Les courants du stator exprimés en:

$$\begin{cases}
\frac{di_{sa}}{dt} = V_{SA} + K_{A1}i_{sa} + K_{A2}i_{sb} + K_{A1}i_{sc} + k.h_{sa}h_{sb}h_{sc}^2 \\
\left[G\Psi_{ra} + \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\omega - \frac{G}{2} \right) \Psi_{rb} - \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\omega + \frac{G}{2} \right) \Psi_{rc} \right] \\
\frac{di_{sb}}{dt} = V_{SB} + K_{B1}i_{sa} + K_{B2}i_{sb} + K_{B1}i_{sc} + k.h_{sa}h_{sb}h_{sc}^2 \\
\left[- \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\omega + \frac{G}{2} \right) \Psi_{ra} + G\Psi_{rb} + \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\omega - \frac{G}{2} \right) \Psi_{rc} \right] \\
\frac{di_{sc}}{dt} = V_{SC} + K_{C1}i_{sa} + K_{C2}i_{sb} + K_{C1}i_{sc} + k.h_{sa}h_{sb}h_{sc}^2 \\
\left[\left(\frac{\sqrt{3}}{2}\omega - \frac{G}{2} \right) \Psi_{ra} - \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\omega + \frac{G}{2} \right) \Psi_{rb} + G\Psi_{rc} \right]
\end{cases} \quad (10)$$

Avec:

$$\begin{aligned}
V_{SA} &= d_1 h_{sb}^2 h_{sc}^2 u_{sa} + d_2 h_{sa} h_{sb} h_{sc}^2 u_{sb} + d_2 h_{sa} h_{sb}^2 h_{sc} u_{sc} \\
V_{SB} &= d_2 h_{sa} h_{sb} h_{sc}^2 u_{sa} + d_1 h_{sa}^2 h_{sc}^2 u_{sb} + d_2 h_{sa} h_{sb} h_{sc}^2 u_{sc} \\
V_{SC} &= d_2 h_{sa} h_{sb}^2 h_{sc} u_{sa} + d_2 h_{sa} h_{sb} h_{sc}^2 u_{sb} + d_1 h_{sa}^2 h_{sc}^2 u_{sc}
\end{aligned} \quad (11)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par:

$$T_e = \frac{n_p M_{sr}}{L_r} \left[(i_{sb} \Psi_{rc} - i_{sc} \Psi_{rb}) - (i_{sa} \Psi_{rc} - i_{sc} \Psi_{ra}) + (i_{sa} \Psi_{ra} - i_{sb} \Psi_{rb}) \right] \quad (12)$$

Où: n_p est le nombre de paires de pôles. J est le moment d'inertie des parties tournantes.

Tel que:

$$\begin{cases}
A = (M_r + l_{rf})^2 - \frac{M_r^2}{4}, B = \frac{M_r l_{rf}}{2} + \frac{3M_r^2}{4}, \\
C = l_{rf}^3 + 3l_{rf}^2 M_r + \frac{9M_r^2 l_{rf}}{4}, G = \frac{R_r (A - B)}{C} \\
d_1 = (z + l_{rf})^2 - \frac{z^2}{4}, d_2 = \frac{z(z + l_{rf})}{2} + \frac{z^2}{4}, \\
z = M_{sr} - \frac{3M_r^2 (A - B)}{2C}, \lambda = \frac{M_{sr} R_r (A - B)}{C}
\end{cases}$$

Où: R_s , R_r , M_{sr} , L_s , L_r et L_{sf} sont respectivement la résistance du stator et du rotor, inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor, inductance propre statorique, inductance propre rotorique, inductance de fuite.

III. L'ONDULEUR NPC A TROIS NIVEAUX

L'onduleur NPC à trois niveaux est apparu au début des années 1980 [23]. La répartition de la tension d'entrée sur les interrupteurs à l'état bloqué est assurée par des diodes connectées à un point milieu. Ces deux diodes imposent un potentiel à $V_s/2$. L'objectif était de réduire le taux de distorsion d'harmonique du courant injecté dans la charge. Pour des applications de type alimentation des moteurs électriques. Fig.1 montre le circuit principal de l'onduleur NPC à trois niveaux

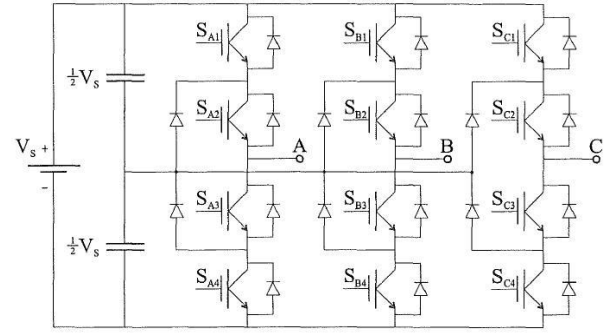


Fig. 1. Schéma d'un onduleur triphasé NPC à trois niveaux

Les équations des tensions écrites en fonction les variables logiques représentant l'état des interrupteurs et la tension d'entrée de l'onduleur sont données par:

$$\begin{cases}
\bar{V}_{sa} = \frac{2}{3} V_s \left(S_A + S_B \cdot e^{i \frac{2\pi}{3}} + S_C \cdot e^{i \frac{4\pi}{3}} \right) \\
\bar{V}_{sb} = \frac{2}{3} V_s \left(S_A + S_B \cdot e^{i \frac{2\pi}{3}} + S_C \cdot e^{i \frac{4\pi}{3}} \right)
\end{cases} \quad (13)$$

De même, les courants i_{sa} et i_{sb} sont obtenus à partir de l'application de la transformation de Concordia aux courants (i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}) mesurés sont données par:

$$\begin{cases}
\bar{i}_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} (i_{sa}) \\
\bar{i}_{sb} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc})
\end{cases} \quad (14)$$

La Fig. 2 montre la représentation dans le plan complexe constitué des axes (α , β), les différents vecteurs de tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux, il y a 27 états possibles, certains d'entre eux appliquent le même vecteur de tension. Il y a deux configurations possibles pour chaque petit vecteur et trois pour les vecteurs zéro.

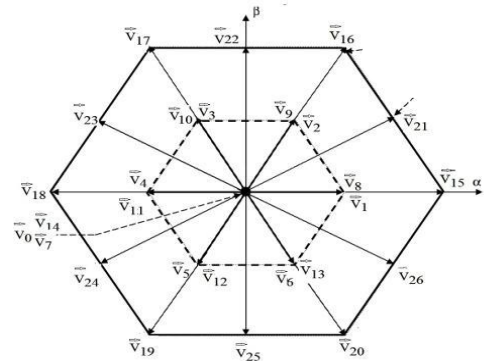


Fig. 2. Schéma d'un onduleur triphasé NPC à trois niveaux

Les vecteurs d'espace de tension de sortie correspondant aux 27 états de commutation définissant 19 vecteurs spatiaux peut être classé en quatre catégories: vecteurs zéro, petit, moyen et grand, il peut être résumé dans le Table I.

TABLE I. LES VECTEURS D'ESPACE DE TENSIONS GENEREES PAR NPC

Tension zéro	V ₀ (0.0.0)		V ₇ (1.1.1)		V ₁₄ (-1.-1.-1)	
Tension Petites	V ₁ (1.0.0)	V ₂ (1.1.0)	V ₃ (0.1.0)	V ₄ (0.1.1)	V ₅ (0.0.1)	V ₆ (1.0.1)
Tension Grandes	V ₈ (0.-1.-1)	V ₉ (0.0.-1)	V ₁₀ (-1.0.-1)	V ₁₁ (-1.0.0)	V ₁₂ (-1.-1.0)	V ₁₃ (0.-1.0)
Tension Moyens	V ₁₅ (1.-1.-1)	V ₁₆ (1.1.-1)	V ₁₇ (-1.1.-1)	V ₁₈ (-1.1.1)	V ₁₉ (-1.-1.1)	V ₂₀ (1.-1.1)
	V ₂₁ (1.0.-1)	V ₂₂ (0.1.-1)	V ₂₃ (-1.1.0)	V ₂₄ (-1.0.1)	V ₂₅ (0.-1.1)	V ₂₆ (1.-1.0)

IV. COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

La Fig. 3 illustre une représentation sous forme de diagramme fonctionnelle pour la méthode de la commande DTC d'une MAS alimentée par un onduleur NPC à trois niveaux avec une régulateur RLF. L'idée de base est en effet ici de contrôler des grandeurs instantanées rapide et significatives de l'état électromagnétique de la machine. Ce système comprend une boucle de vitesse. Chaque fois que la commande de la vitesse de référence est donnée, le système la compare avec la vitesse réelle. L'erreur passé par le régulateur de vitesse RLF. La sortie du RLF qui donne la référence de couple. Les signaux de référence de flux et de couple sont comparés aux signaux de flux et de couple acquis à partir des blocs l'estimation (estimation du couple et du flux à partir de la tension et du courant) et les signaux d'erreur résultant des différences entre eux sont donnés à deux régulateurs à hystérésis. Les régulateurs à hystérésis pour le flux et le couple donnant des sorties numériques. Le signal de sortie logiques des régulateurs à hystérésis associées à la position du module de flux statorique (secteur), basé sur la table de commutation, déterminer le vecteur de tension de référence pour la commutation de l'onduleur.

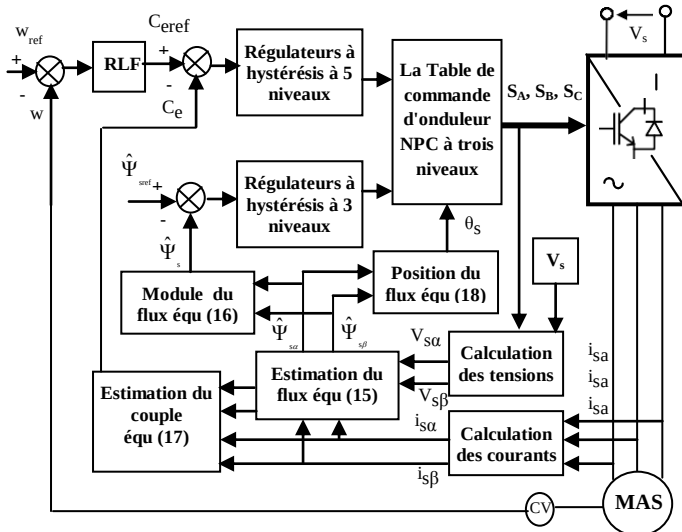


Fig. 3. Schéma bloc de la commande DTC d'une MAS.

A. Estimation du flux statorique et du couple

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et courant statorique. La tension et le courant du système sont les signaux d'entrée pour les blocs d'estimation est définie par les équations (13) et (14), l'expression du flux dans un repère lié au stator s'écrit :

$$\begin{cases} \hat{\Psi}_{sa} = \int V_{sa} - R_s i_{sa} \\ \hat{\Psi}_{sb} = \int V_{sb} - R_s i_{sb} \end{cases} \quad (15)$$

On écrit le module du flux statorique est défini par l'équation suivante :

$$\hat{\Psi}_s = \sqrt{\hat{\Psi}_{as}^2 + \hat{\Psi}_{bs}^2} \quad (16)$$

Le couple peut être estimé à partir de l'estimation du flux et des grandeurs calculées du courant est définie par l'équation (16), le couple électromagnétique peut se mettre sous la forme :

$$\hat{C}_e = n_p (\hat{\Psi}_{sa} i_{sb} - \hat{\Psi}_{sb} i_{sa}) \quad (17)$$

Ensuite, l'angle de flux estimé donnée par l'équation suivante :

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{\hat{\Psi}_{sa}}{\hat{\Psi}_{sb}} \quad (18)$$

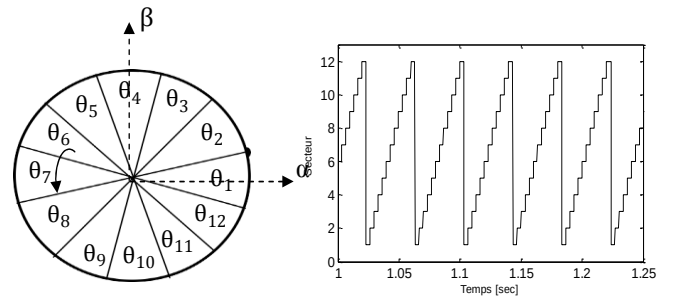


Fig. 4. Numéro d'angle dans plan (α, β) et représentation des 12 N.

Le secteur dans lequel se situe le vecteur du flux statorique est déterminé à partir des composantes du flux des axes (α, β) et l'angle de flux estimé est détectée dans l'espace de son évolution, décomposée en douze secteurs symétriques dans la Fig. 4 l'angle estimée du flux est divisée par douze secteurs répertoriés dans le Table II.

TABLE II. LES VALEURS D'ANGLE SUR LE NUMERO DE SECTEUR.

Secteur	Angle	Secteur	Angle
1	0° < θ ₁ < 30°	7	180° < θ ₇ < 210°
2	30° < θ ₂ < 60°	8	210° < θ ₈ < 240°
3	60° < θ ₃ < 90°	9	240° < θ ₉ < 270°
4	90° < θ ₄ < 120°	10	270° < θ ₁₀ < 300°
5	120° < θ ₅ < 150°	11	300° < θ ₁₁ < 330°
6	150° < θ ₆ < 180°	12	330° < θ ₁₂ < 360°

B. Régulateurs à hystérésis du flux et du couple

Pour la correction du flux en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire.

$$|\Psi_{sref}| - |\Psi_s| \leq |\Delta \Psi_s| \quad (19)$$

La sortie du correcteur de flux, représentée par une variable booléenne $d\Psi_s$, lorsque la valeur $d\Psi_s$ devient +1, l'amplitude du flux doit être augmentée. En revanche, lorsque la valeur $d\Psi_s$ est définie sur -1, l'amplitude du flux doit être réduite, lorsque la valeur $d\Psi_s$ est définie sur 0, l'amplitude du flux doit être maintenue constante. Les conditions de fonctionnement de régulateurs à hystérésis du flux sont les suivantes:

$$d\Psi_s = +1 \text{ pour } |\Psi_s| \leq |\Psi_{sref}| - |\Delta\Psi_s| \quad (20)$$

$$d\Psi_s = 0 \text{ pour } |\Psi_{sref}| - |\Delta\Psi_s| \leq |\Psi_s| \leq |\Psi_{sref}| + |\Delta\Psi_s| \quad (21)$$

$$d\Psi_s = -1 \text{ pour } |\Psi_s| \geq |\Psi_{sref}| + |\Delta\Psi_s| \quad (22)$$

Pour la correction du couple, les valeurs de référence et estimée du couple sont traitées par un régulateurs à hystérésis à 5 niveaux dans Fig. 5. Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites.

$$|C_{eref}| - |C_e| = |\Delta C_e| \quad (23)$$

Avec : C_{eref} est le couple de référence et est ΔC_e la bande d'hystérésis du correcteur.

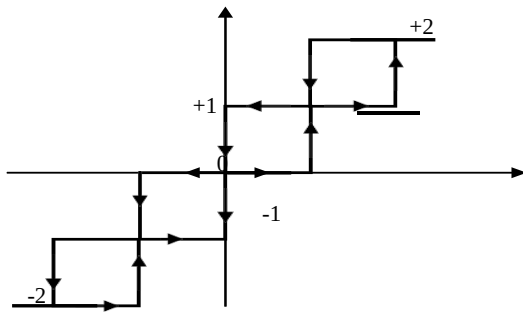


Fig. 5. Régulateur à hystérésis utilisé pour contrôler le couple.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne dC_e , Si l'erreur du couple est petite donc la valeur dC_e devient 0. Dans ce cas, un vecteur de tension est choisi pour maintenir le couple à son niveau actuel. Lorsque la valeur dC_e devient +1 ou -1, le vecteur choisi doit être moyen pour hisser le couple dans la petite région. lorsque la valeur dC_e est définie sur +2 ou -2, le vecteur choisi pour compenser l'erreur du couple le plus vite possible doit être assez grand [24]. Les conditions de fonctionnement de régulateurs à hystérésis du couple sont les suivantes:

$$dC_e = 2 \text{ pour } |C_e| \leq |C_{eref}| - |\Delta C_e| \quad (24)$$

$$dC_e = 1 \text{ pour } |\Delta C_e / 2| \leq |C_{eref}| - |C_e| \leq |\Delta C_e| \quad (25)$$

$$dC_e = 0 \text{ pour } |-\Delta C_e / 2| \leq |C_{eref}| - |C_e| \leq |\Delta C_e / 2| \quad (26)$$

$$dC_e = -1 \text{ pour } |-\Delta C_e| \leq |C_{eref}| - |C_e| \leq |-\Delta C_e / 2| \quad (27)$$

$$dC_e = -2 \text{ pour } |C_e| \geq |C_{eref}| + |\Delta C_e| \quad (28)$$

C. Table de commande cas d'un onduleur NPC

Le Table III montre la table de recherche de sélection de vecteur de tension, La table de commande est construite en fonction de l'état des variables $d\Psi_s$ et dC_e , et numéro du secteur = (1...12 secteurs).

TABLE III. LA TABLE DE COMMANDE.

$d\Psi_s$	dC_e	Secteur											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	2	21	16	22	17	23	18	24	19	25	20	26	15
	1	21	2	22	3	23	4	24	5	25	6	26	1
	0	Vecteurs zéro											
	-1	26	1	21	2	22	3	23	4	24	5	25	6
	-2	26	15	21	16	22	17	23	18	24	19	25	20
0	2	22	17	23	18	24	19	25	20	26	15	21	16
	1	22	3	23	4	24	5	25	6	26	1	21	2
	0	Vecteurs zéro											
	-1	25	6	26	1	21	2	22	3	23	4	24	5
	-2	25	20	26	15	21	16	22	17	23	18	24	19
-1	2	17	23	18	24	19	25	20	26	15	21	16	22
	1	3	23	4	24	5	25	6	26	1	21	2	22
	0	Vecteurs zéro											
	-1	5	25	6	26	1	21	2	22	3	23	4	24
	-2	19	25	20	26	15	21	16	22	17	23	18	24

D. Régulateur flou pour le réglage de la vitesse

Le système logique flou implique trois étapes: la fuzzification, l'application de règles floues et la prise de décision et la défuzzification [25]. Le régulateur flou reçoit en entrée l'erreur de vitesse et produit la valeur de couple de référence appropriée. Le choix des formes trigonométriques des fonctions d'appartenances est représenté. On a adopté la méthode d'inférence Max-Min car elle présente l'avantage d'être facile à implémenter d'une part et donne de meilleurs résultats d'autre part. La méthode de défuzzification la plus utilisée est celle du centre de gravité des hauteurs pondérés, notre choix est porte sur cette dernière du fait qu'elle est facile à implémenter et ne nécessite pas beaucoup de calcul. Les ensembles des règles du RLF sont indiqués dans le Table IV.

TABLE IV. LA TABLE DE DECISION.

e		NG	EZ	PG
de	dc			
NG	NG	NG	NG	EZ
EZ	NG	NG	EZ	PG
PG	EZ	PG	PG	PG

avec: PG : Positif Grand EZ : Egal Zéro NG : Négatif Grand

V. RESULTATS DES SIMULATION

Le schéma de principe de la commande DTC avec une régulateur (RLF) de la MAS alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux pour une table de commutation à cinq niveaux du correcteur du couple et de trois niveaux pour le flux statorique avec des tensions actives et nulles tenant compte des défauts du stator (court-circuit entre spires) est représenté sur la Fig. 3. Cette schéma est réalisé par MATLAB Simulations. a machine a les valeurs de paramètres suivantes: $R_s = 1,63 \text{ Ohm}$, $R_r = 0,93 \text{ Ohm}$, $L_s =$

142 mH, $L_r = 76$ mH, $M_{sr} = 10$ mH, $J = 0,011$ Kg.m², et $\eta_p = 2$. Les simulations sont effectuées en temps discret pour une période d'échantillonnage de 10 (μ s), la valeur de référence du flux statorique est 1 Wb, la valeur de référence du couple récupérée à la sortie d'un régulateur flou et une vitesse de référence de 157 (rad/s). Quand un court-circuit entre spires, différents niveaux de défaillances sont testés avec, $N_{cc} = 30$ et $N_{cc} = 80$ le nombre de spires en court-circuit et $N_s = 180$ le nombre de spires en régime sain. A l'instant $t=1.5$ s on introduit un couple de résistant 1 (Nm), suivi par un défaut de court-circuit entre 30 spires (16.66%) à $t=2$ s et court-circuit entre 80 spires (44.44%) à $t=3$ s. la réponse du système avec régulateur flou. L'amélioration majeure est la diminution du temps de rejet de perturbation due à la variation de la charge. Dans la Fig. 6, lors du démarrage, la vitesse présente une croissance presque linéaire et on remarque que le RLF présente une dynamique très rapide et un dépassement (0.5rad/s), puis elle suit parfaitement la consigne imposée. Après l'application de la charge, on note un rejet très rapide de la perturbation. Le régime établi, à $t = 3$ s et $t=4$ s nous avons appliqué les défaut de court-circuit entre spires $N_{cc}=30$ et $N_{cc}=80$ respectivement, on peut remarquer une diminution très petite de la vitesse.

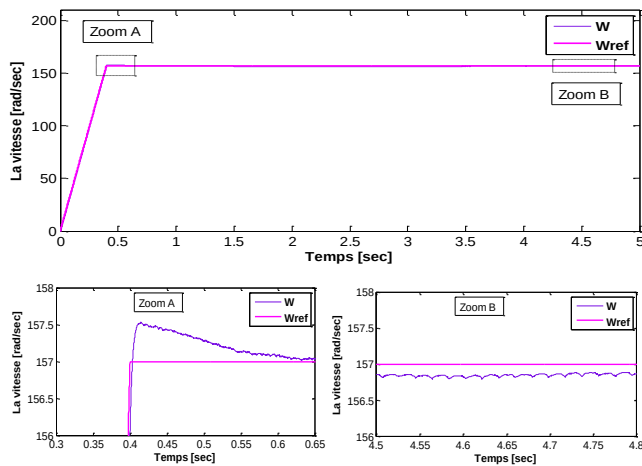


Fig. 6. Evolution de réponse de la vitesse

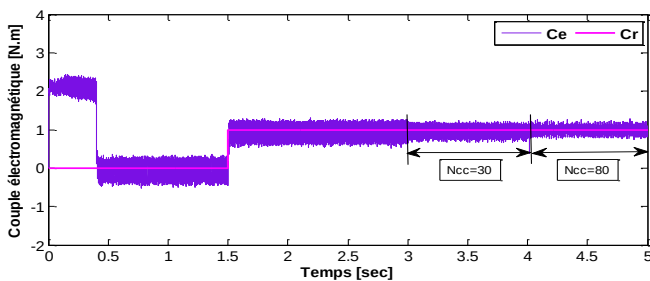


Fig. 7. Evolution de réponse du couple électromagnétique

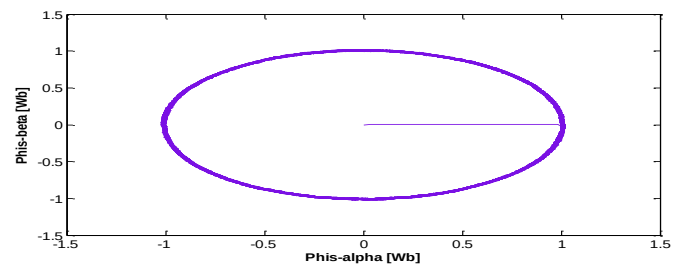
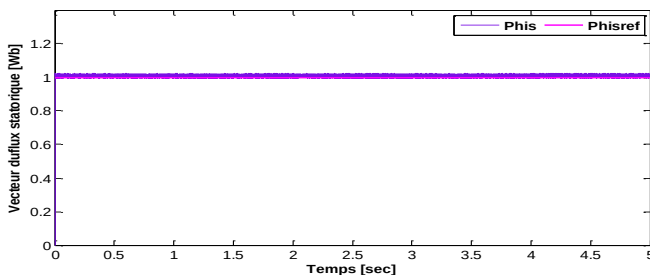


Fig. 8. Evolution de réponse du module de flux et La trajectoire du flux.

L'utilisation d'un régulateur à trois niveaux permet de bien contrôler la variation du couple et permet l'inversion du sens de rotation, tandis qu'un régulateur à hystérésis à deux niveaux ne la permet plus. Par ailleurs la Fig.7 présente l'évolution du couple électromagnétique développé par la machine. On remarque qu'au démarrage il atteint un valeur constant et se stabilise à une valeur pratiquement nulle. Après l'application de charge, le couple de la MAS atteint la valeur de couple résistant. Le régime ainsi établi, à $t=3$ s nous avons appliqué des défaut de court-circuit entre spires. Dans ce cas, On va noter que ces résultats obtenus présentent des fluctuations du couple électromagnétique moindre que dans le cas sain, les fluctuations sont liées au nombre de spires en court-circuit. A partir la Fig 8. On peut remarquer aussi que le régulateur à hystérésis a permis de maintenir l'extrémité du flux statorique est toujours de forme circulaire ce qui confirme que l'amplitude de vecteur est constante et l'amplitude de flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement.

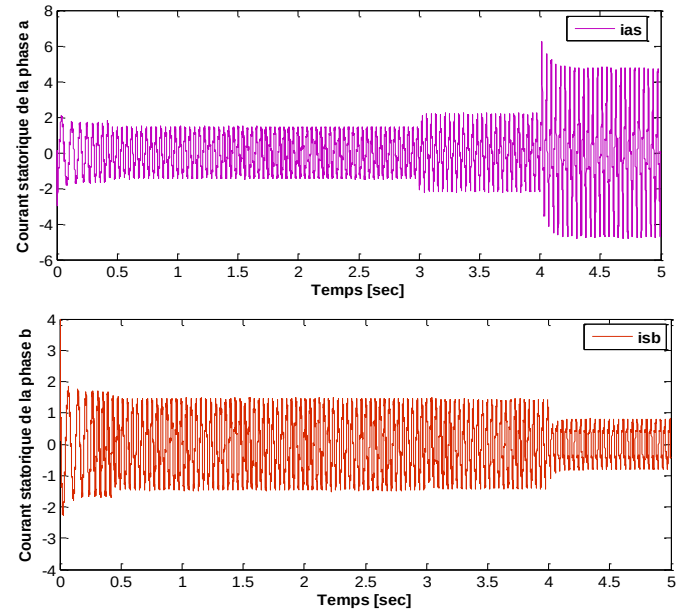


Fig. 9. La forme d'onde des courants statorique (isa et isb)

L'utilisation de l'onduleur NPC entraîne une diminution des ondulations du courant statorique. Dans la Fig. 9, le régime établi à $t = 3$ s, nous avons appliqué les défauts de court-circuit entre spires. On peut remarquer aussi que l'amplitude du courant statorique dans la phase infectée est plus grande que celles des autres phases. C'est évidemment la diminution simultanée de la résistance du stator.

VI. CONCLUSION

L'objectif de ce travail est l'étude des problèmes qui peuvent affecter le fonctionnement de la MAS à travers les défaillances, plus spécialement les défauts de court-circuit entre spires, à son impact sur le contrôle et le fonctionnement de la machine. Dans ce travail proposé la technique de la commande DTC d'une MAS en présence d'un défaut de stator alimentée par un onduleur NPC à trois niveaux avec une régulateur flou. On peut conclure que la méthode proposée donne de bonnes performances dans des conditions saines et défectueuses de la machine, faible fréquence de commutation, l'amélioration des formes d'ondes des grandeurs de sortie et le régulateur flou conduit à des meilleures performances (poursuite et robustesse), d'où les résultats de simulation ont montré une grande efficacité de l'approche DTC vis-à-vis des défauts, à la capacité de rejeter l'effet de ces défauts et assure la convergence des différents niveaux d'un court-circuit entre spires, elle préserve les performances de l'ensemble ainsi que sa stabilité. Ce qui va nous permettre d'éviter les arrêts fréquents de processus industriels.

REFERENCES

- [1] M. Rangarajan, G. Habetler, G. Harley, "Stator Winding Turn-Fault Detection for Closed-Loop Induction Motor Drives," *IEEE Trans Industry Applications*, vol. 39, no. 3, pp.720-724, 2003.
- [2] M. Rafik, "Outils de Diagnostic Appliqués à la Machine Asynchrone triphasée à cage d'écureuil," *Mémoire de Magister, Université de Constantine*, 2005.
- [3] W.T. Thomson, M. Fenger, "Current Signature Analysis to Detect Induction Motor Faults," *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 7, no. 4, pp.26-34, 2001.
- [4] G. Bossio, C.D. Angelo, J. Solsona, G. García and M. I. Valla, "A 2-D Model of the Induction Machine: Extension of the Modified Winding Function Approach," *IEEE Trans energy Conversion*, vol.19, pp. 144-150, 2004.
- [5] G. M. Joksimovic, and J. Penman, "The Detection of Inter-Turn Short Circuits in the Stator Windings of Operating Motors," *IEEE Trans industrial Electronics*, vol. 47, no. 5, pp. 1078-1084, 2000.
- [6] G. Amal, B. Hanen, P. Remus, S. Anis, R. Raphael, M. Mohamed, "Detecting Inter-Turn Short-Circuit Fault in Induction Machine Using High-Order Sliding Mode Observer: Simulation and Experimental Verification," *J Control Autom Electr Syst*, doi 10.1007/s40313-017-0314-2, Received: 11 October 2016 / Accepted: 6 March 2017.
- [7] F. Ying, Z. Weixia, Z. Xiangyang, Z. Li, "Stator Winding Inter-turn Short Circuit Faults Severity Detection Controlled by OW-SVPWM without CMV of Five-phase FTFSCW-IPM," *18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Pattaya City, Thailand, pp.1192-1197, Oct. 25-28, 2015.
- [8] Y. Amar, G. Barakat, "Modeling and Diagnostic of Stator Faults in Induction Machines Using Permeance Network Method," *PIERS Proceedings, Morocco*, pp. 1550-1559, March 20-23, 2011.
- [9] M. Sahraoui, A. Ghoggal, S. E. Zouzou, A. Aboubou, H. Razik, "Modelling and Detection of Inter-Turn Short Circuits in Stator Windings of Induction Motor," *IEEE*, doi. 1-4244-0136-4, pp. 4981-4986, 2006.
- [10] J. Penman, H. G. Sedding, B. A. Lloyd, W. T. Fink, "Detection and Location of Inter-Turn Short Circuits in the Stator Windings of Operating Motors," *IEEE Trans energy Conversion*, vol. 9, pp. 652-658, 1994.
- [11] E. Schaeffer, "Diagnostic des machines asynchrones: modèle et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection des défauts", *Thèse de Doctorat, Ecole générale de Nantes, France*, 1999.
- [12] T. Boumegoura, "Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic", *Thèse de doctorat, L'école Doctorale Electronique, Electrotechnique, Lyon*, 2001.
- [13] G. X. Toro, A. Antoni, G. Jayne, A. Phil, M. Sala, R. J. Luis, "New DTC Control Scheme for Induction Motors fed with a Three-level Inverter", *Automatika* 46, ISSN 0005-1144, UDK 621.313.333.7, IFAC 2.1.4;4.7.1. pp.73-81, 2005.
- [14] I. Messaif, B. EL-Madjid, S. Nadia, "Sensorless DTC of induction motor using improved neural network switching state selector controller", *Archives of Control Sciences*, vol. 20 (LVI), no. 4, pp. 435-456, 2010.
- [15] Z. Tan, Y. Li, Min Li, "A Direct Torque Control of Induction Motor Based on Three-level NPC Inverter", *Power Electronics Specialists Conference*, vol. 3, pp. 1435-1439, 2001.
- [16] K. B. Lee, J. H. Song, I. Choy, J. Y. Yoon, "Torque Ripple Reduction in DTC of Induction Motor Driven by Three-Level Inverter with Low Switching Frequency", *IEEE Trans Power Electronics*, vol. 17, no. 2, pp. 255-264, 2002.
- [17] G. Brando, R. Rizzo, "An Optimized Algorithm for Torque Oscillation Reduction in DTC-Induction Motor Drives Using 3-Level NPC Inverter", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE04, France*, pp. 1215-1220, 2004.
- [18] S. M. Kumar, P. A. Kumar, P. Bibhu Prasad, "Direct Torque Control for Three-Level Neutral Point Clamped Inverter-Fed Induction Motor Drive", *ETASR-Engineering Technology & Applied Science Research*, vol. 2, no. 2, pp. 201-208, 2012.
- [19] L. Dalessandro, S. D. Round, J. W. Kolar, "Center-point voltage balancing of hysteresis current controlled three-level PWM rectifiers", *IEEE Trans Power Electronics*, vol. 23, no. 5, pp. 2477-2488, 2008.
- [20] Kh. Djalal Eddine, Kh. Aissa, "Three-phases Model of the Induction Machine Taking Account the Stator Faults", *International Journal of Mechanical and Mechatronics Engineering*, vol.3, no.4, pp. 363-366, 2009.
- [21] V. Thomas, K. Vasudevan, V. J. Kumar, "Online Cage Rotor Fault Using Air-Gap Torque Spectra," *IEEE, Trans energy Conversion*, vol 18, no. 2, pp. 265-270, 2003.
- [22] X. Chang, V. Conquempot, C. Christophe, "Modélisation de la machine asynchrone en présence de pannes du stator", *CEEI, France*, 2002.
- [23] A. Seddiki, "Contribution au contrôle direct du couple (DTC) d'une machine Asynchrone à cage Alimentée par un onduleur multiniveaux", *Mémoire de Magister, Université M'hamed Bougara de Boumerdes*, 2009.
- [24] M. Nefsi, A. Massoum, A. Meroufel, P. Wira, "Control Directe du couple de la machine asynchrone basé sur MLI vectorielle Discretisée (DSVM-DTC)", *Mediamira Science Publisher*, vol. 53, no. 1, pp. 35-40, 2012.
- [25] G. Zhiewei Xu, "Direct Torque Control of Induction motor based on Fuzzy Logic", *Proceedings of the International Conference on Computer Engineering and Technology*, vol. 4, pp. 651-654, 2010.