الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE HASSIBA BEN BOUALI DE CHLEF

Faculté de Technologie

Département d'Electrotechnique

Mémoire

En vue de l'obtention du diplôme de

MAGISTER EN GENIE ELECTRIQUE

ECOLE DOCTORALE

Option : Entrainement des Systèmes Electriques

Présenté par

DJOUADI ABID

Ingénieur d'état en électromécanique UMBB

Thème

«Alimentation et Commande d'une Machine Synchrone Polyphasée en Régime Dégradé : Application à la Machine Synchrone Double Etoile»

Soutenue Devant le jury:

BELMADANI Bachir	**Professeur**	**UHBC.Chlef**	**Président**
NEZLI Lezhari	**Professeur**	**E.N.P. Alger**	**Rapporteur**
BOUDANA Djamal	**maître de conférence A**	**UM.Médéa**	**Co-Rapporteur**
MAHMOUDI Mohand Oulhadj	**Professeur**	**E.N.P. Alger**	**Examinateur**
DJAHBAR Abdelkader	**maître de conférence A**	**UHBC. Chlef**	**Examinateur**

Année Universitaire 2013/2014

Dédicaces

Je dédie ce modeste Travail en signe de respect et de reconnaissance :

- ✓ A mes parents ;
- ✓ A mes frères et sœurs ;
- ✓ A toute la famille DJOUADI.

Remerciements

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d’exprimer ma gratitude envers ALLAH, qui m'a donné la patience et le courage pour que je puisse continuer ce travail.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à mes directeurs de thèses : Monsieur **Lazhari NEZLI**, Professeur à l'ENSP, et Monsieur **Djamel BOUDANA** Docteur à l’Université de Médéa pour toute la confiance qu'ils m'ont accordée. Leurs conseils, leurs encouragements, leurs soutiens m’ont été très précieux.

Je tiens ensuite à remercier ceux qui ont bien voulu s'atteler à la lourde tâche de la relecture de ce mémoire, **Bachir BELMADANI**, Professeur à l’UHBC, Monsieur **Mohand MAHMOUDI**, Professeur à l'ENP d'Alger et Monsieur **Abdelkader DJAHBAR**, Docteur à l’UHBC mes sincères et vifs remerciements d’avoir acceptés d’examiner ce travail avec intérêt et de participer au jury de soutenance.

A cette occasion, je témoigne ma reconnaissance à toute personne ayant m’aidé de près ou de loin à l’élaboration ce travail. Que ce mémoire soit pour vous tous une preuve de ma plus profonde et sincère reconnaissance et en particulier M.HADHRI, H. ALOUACHE, ma famille et mes amis.

Enfin, je ne pourrais terminer ces remerciements sans une pensée à l’ensemble de mes enseignants, qui sont à l’origine de tout mon savoir.

ملخص:

هذه الأطروحة تتمحور حول التحكم و تغذية المحرك المتزامن ثنائي النجم (MSDE) بموجات ذات مستويات متعددة في حالة العمل العادي او حالة وجود عطب في احد اطوار التغذية.
في المرحلة الأولى قمنا بدراسة الات متعددة الاطوار ، في المرحلة الثانية ، أنشأنا نموذجا لل(MSDE)و التغذية بموجات متعددة المستويات ذات التركيب(NPC) للحد بشكل كبير التيارات المنتشرة. بعد ذلك ركزنا دراستنا على التحكم الشعاعي بادماج طريقة الحل بالخطوات (Backstepping/Vectorielle) من اجل فصل التدفق عن عزم المحرك مع ضمان استمرار متابعة المراجع. وفي الاخير قمنا بتطبيق تقنية التحكم المستعملة سابقا على المحرك (MSDE)في حالة فقدان طور و طورين من التغذية.

كلمات مفتاحية:

محرك متزامن ثنائي النجم (MSDE)، موجات متعددة المستويات ذات التركيب (NPC) ، التحكم الشعاعي (Vectorielle) ، طريقة الحل بالخطوات (Backstepping) .

Résumé :

Ce travail est consacré à la commande d'une structure innovante constituée d'une machine synchrone à double étoile à rotor bobiné (MSDE) alimentée par des convertisseurs multiniveaux fonctionnant en mode normal et dégradé.
Dans un premier temps, cette étude dresse un état de l'art des machines polyphasées. Dans un second temps, on a établis une modélisation de la MSDE alimenté par un onduleur multiniveaux à structure NPC, afin de minimiser considérablement les courants de circulation.
Ensuite, l'accent a été mis sur la commande vectorielle combiné avec la méthodologie backstepping afin de découpler le flux et le couple et assuré la poursuite des références.
Enfin la même commande a été appliquée à la MSDE en cas de l'ouverture d'une phase soit à l'ouverture deux phases orthogonales entre elles.

Mots clés :

Machine synchrone à double étoile (MSDE), onduleur multiniveaux à structure NPC, commande vectorielle, Backstepping, courants de circulation.

Abstract :

This thesis deals with the control of an innovative structure made by double star synchronous machine with winding rotor (DSSM) supplied by multilevel converters operating in normal mode and degraded. Firstly, this study describes the state of the art multi-phase machines. In a second step, we established a model of the MSDE powered by a multi-level (NPC) inverter structure to significantly minimize harmonics currents. Then, we have focused on the study and synthesis on vector control combined with backstepping methodology of (DSSM), in order to decouple the flux and torque and ensure the reference tracking. Finally the same order was applied to (DSSM) when opening an opening phase or two mutually orthogonal phases.

Keywords :

Double star synchronous machine (DSSM), Neural-Point-Clamped (NPC) inverters, Vector control, Backstepping, harmonic currents.

PRINCIPALES NOTATIONS

$d(q)$:	*Axe direct (en quadrature)*
U_d :	*Tension continue à l'entrée de l'onduleur*
$e(t)$:	*Erreur de poursuite*
f :	*Coefficient des frottements visqueux*
$i_{(a,b,c)_1}, \left(i_{(a,b,c)_2}\right)$	*Courants instantanés dans la première étoile (deuxième étoile) du moteur*
$i_{z(1,2,3,4)}$	*Courants de circulation*
$v_{z(1,2,3,4)}$	*Tensions harmoniques*
i_d, i_q, i_d^+, i_q^+ :	*Courant statorique d'axe direct (en quadrature)*
i_α, i_β :	*Courants statoriques dans le référentiel de Concordia*
J :	*Moment d'inertie de la partie tournante*
$L_d(L_q)$:	*Inductance cyclique d'axe direct (en quadrature)*
m :	*Indice de modulation*
p :	*Nombre de paires de pôles*
r :	*Taux de modulation*
r_s :	*Résistance d'une phase statorique*
S_k :	*Etat des interrupteur de l'onduleur*
T_{dec} :	*Période de découpage*
T_e :	*Couple électromagnétique*
c_r :	*Couple résistant*
$v_{(a,b,c)_1}, \left(v_{(a,b,c)_2}\right)$:	*Tensions instantanées dans la première étoile (deuxième étoile) du moteur*
V :	*Fonction de Lyapunov*
v_α, v_β :	*Tensions statoriques dans le référentiel de Concordia*
$\vec{v}$:	*Vecteur tension*
x :	*Variable d'état*
$y_r^{(n)}$:	*Signal de référence*
Ω :	*Vitesse mécanique du rotor*
θ_s :	*Position du flux statorique*
θ_r :	*Position électrique du rotor*
θ :	*Vecteur des paramètres*
$\vec{\varphi}_s$:	*Vecteur flux*

LISTE DES FIGURES

TABLE DES MATIERE

Introduction Générale

Les machines électriques triphasées sont de loin les mieux connues (fabrication, techniques de bobinages, alimentation, commande,...) et restent les plus utilisées. Leurs alimentations, maintenant sont réalisées par des onduleurs de tension dont les interrupteurs sont commandés en Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI), permettent d'obtenir de bonnes performances surtout dans le domaine de la vitesse variable.

Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle. A puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. Les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevés, provoquant ainsi un vieillissement accéléré des isolants [Bou 09].

Afin d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale par exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des structures multi-niveaux ou à la mise en parallèle de convertisseurs. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines polyphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois), alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases. L'idée de multiplier le nombre de phases trouve là une de ses principales raisons d'être. En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus élevé de bras, chacun d'eux est alors dimensionné pour une puissance réduite, ce qui permet d'obtenir des fréquences de commutation plus élevées et donc des ondulations de courant et de couple amoindries [Had 01].

Un des exemples les plus courants des machines polyphasées est la Machine Synchrone Double Etoile (MSDE). Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques, les deux étoiles, se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30°. Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence de manière significative des ondulations du couple électromagnétique. Enfin, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, en régime dégradé (une ou plusieurs phases en défaut).

L'étude en fonctionnement normal des entraînements électriques polyphasés employés dans les systèmes industriels fait l'objet de nombreux travaux. Lorsque l'alimentation de la machine est altérée par l'ouverture accidentelle de l'une des phases, la marche du système n'est alors plus satisfaisante. Si aucune mesure n'est prise, cela peut occasionner des conséquences défavorables : l'arrêt du système, des détériorations graves, voire la destruction de l'entraînement. Le fonctionnement peut aussi se poursuivre, mais dans des conditions très défavorables, accompagnées d'oscillations de couple. Ces dernières n'occasionnent bien souvent que des désagréments, comme des vibrations audibles dans le cas des éoliennes. Mais pour certaines applications sensibles, elles peuvent être nocives pour les constituants mécaniques, comme les paliers pour les applications à vitesse élevée, voire inadéquates, comme la perte de la furtivité de la motorisation des navires militaires. La dégradation peut même devenir critique si l'on considère que la sûreté de fonctionnement est primordiale : continuité de service dans les systèmes embarqués, maintien de paramètres de production dans l'industrie chimique ou nucléaire, etc [Mer 05].

De ce fait, le mode dégradé qui découle du défaut d'alimentation revêt une grande importance et l'étude de son impact sur le fonctionnement de la machine apparaît essentielle. Des études ont donc été menées pour prolonger pendant une certaine durée, même limitée, le fonctionnement de l'ensemble, tout en garantissant un niveau de performances satisfaisant, ainsi que la sécurité des personnes et des équipements.

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'alimentation et la commande de la MSDE à pôle saillant fonctionnant en mode normal et dégradé. Il nous apparaît nécessaire de consacrer le chapitre un à quelques généralités concernant les machines polyphasées, ensuite on présente les différents outils méthodologiques pour la modélisation des enroulements polyphasés dans une base orthonormée dans laquelle le modèle obtenu est simple et découplé du point de vue de sa commande. Dans le deuxième chapitre nous modélisons la MSDE à l'aide des approches vue au chapitre 1, ensuite on alimente la machine par deux onduleurs de tension à deux niveaux puis à trois niveaux à structure NPC. En effet, les convertisseurs multi-niveaux permettent de synthétiser des tensions très proches de la sinusoïde. Plus le nombre de niveau augmente plus le signal de sortie s'approche de la sinusoïde avec un minimum de distorsion harmonique. Dans Le troisième chapitre nous appliquons la commande vectorielle à la machine synchrone double étoile et nous détaillons la stratégie du commande dans le cas où le courant Id est nul. Après le découplage du modèle de la MSDE, nous avons procéder au réglage de la vitesse de la MSDE par la méthodologie Backstepping. Le quatrième chapitre traite la modélisation, l'alimentation et la commande de la machine synchrone double étoile lorsque un défaut électrique apparait.

A la fin de ce travail, une conclusion générale résumant les principaux résultats obtenus a été traitée.

Chapitre 1
Etat de l'Art

1.1. Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif dominent assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines polyphasées".

Dès la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines polyphasées ont par la suite fait l'objet d'un intérêt grandissant. Elles peuvent être classées en deux types, le premier type où les machines ont un nombre impair de phases reliés à un seul neutre, décalée d'un angle régulier entre phases adjacentes (penta-phasée, 7-phases…), les machines poly-étoile représentent le deuxième type.

Ce chapitre permettra d'une part de présenter les avantages et les inconvénients de ces machines, et d'autre part d'exposer leurs modèles de base de la modélisation développés dans la littérature.

Les avantages des machines polyphasées sont :

- segmenter la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur-machine de forte puissance avec des composants de calibre réduit.
- améliorer les performances des machines alimentées par des tensions ou courants de forme rectangulaire (onduleurs fonctionnant en pleine onde).
- diminuer les ondulations du couple électromagnétique et les pertes joules.

- améliorer la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes).

- diminuer le contenu harmonique du courant du bus continu lors d'une alimentation par onduleurs.

Les inconvénients des machines polyphasées sont :

- Certains harmoniques de temps (harmoniques des courants statoriques) ne contribuent pas à la création d'onde de f.m.m. Ces harmoniques de courants ne circulent donc qu'au stator. Dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension, l'impédance vue par ces harmoniques peut donc être faible, ce qui provoque des harmoniques de courants d'amplitude importante.

- Cette apparition de courants harmoniques de circulation constitue l'inconvénient majeur des machines polyphasées alimentées par onduleur de tension.

- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine. Mais plus la puissance augmente, moins le problème devient signifiant.

- La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée (contrôle du convertisseur statique) spécifiques et adaptées.

1.2. Modélisation de la machine polyphasée

La représentation des processus physiques par des modèles mathématiques est une étape très importante dans l'asservissement des systèmes. En effet, afin d'élaborer une structure de commande, il est important de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus. Ce modèle ne doit pas être trop simple pour ne pas s'éloigner de la réalité physique et ne doit pas être trop complexe pour simplifier l'analyse et la synthèse des structures de commande.

Cette partie décrit la mise en équations des machines polyphasées. Ces machines possèdent un enroulement statorique constitué de N phases identiques et régulièrement reparties (figure 1.1).

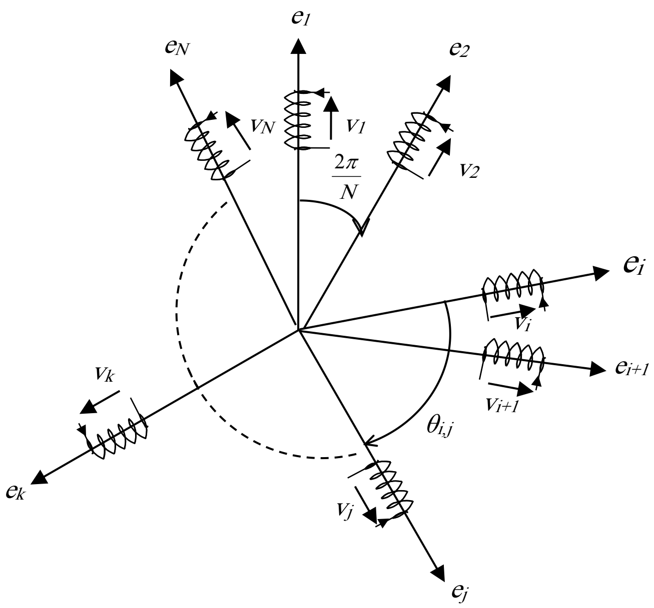

Figure 1.1: Représentation schématique d'un enroulement polyphasé

1.2.1. Hypothèses

Afin de réduire la complexité du modèle non linéaire, nous adoptons les hypothèses simplificatrices suivantes:

- On néglige la saturation des circuits magnétiques, l'effet de l'hystérésis, les courants de Foucault, l'effet de peau et les couplages capacitifs entre les enroulements,
- On suppose que les enroulements créent des F.M.Ms à répartitions sinusoïdales et on ne tient compte que du premier harmonique.
- On suppose que l'enroulement statorique est constitué de N phases identiques et régulièrement réparties.

1.2.2. Modélisation vectorielle des machines polyphasées

La modélisation vectorielle consiste à grouper N grandeurs de phase de même nature (tension, courant, flux . . .) en un seul vecteur de dimension N. Ce qui permet d'associer à la machine polyphasée un espace vectoriel de dimension N. L'application des opérations associées à des espaces vectoriels conduit à des modèles et structures de commande simples [Bou 09].

Dans la base naturelle orthonormée où les composantes du vecteur correspondent aux grandeurs mesurables des phases statoriques (tension, courant, flux . . .) le vecteur $\vec{x}$ s'écrit :

$$\vec{x} = x_1\vec{e}_1 + x_2\vec{e}_2 + \ldots + x_N\vec{e}_N$$

Où $\vec{x}$: représente le vecteur tension, courant ou flux.

$(\vec{e}_1, \vec{e}_2, ..., \vec{e}_N)$: représente la base naturelle.

$(x_1, x_2, ..., x_N)$: Tensions, courants ou flux des phases.

1.2.2.1. Modèle de la machine polyphasée dans la base naturelle

L'équation vectorielle en tension de la machine polyphasée dans la base naturelle est donnée par :

$$\vec{v}_s = r_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\phi}_s}{dt} \tag{1.1}$$

Où:

r_s : résistance d'une phase statorique.

$$\vec{\phi}_s = \phi_{s1}\vec{e}_1 + \phi_{s2}\vec{e}_2 + ... + \phi_{sN}\vec{e}_N \,. \tag{1.2}$$

Les composantes du vecteur flux sont données par :

$$\phi_{s,i} = \phi_{ss,i} + \phi_{sr,i}$$

Où:

$\phi_{ss,i}$: Flux dans la phase i dû aux courants statoriques.

$\phi_{sr,i}$: Flux dans la phase i dû aux courants rotoriques.

Le vecteur flux peut être décomposé comme suit :

$$\vec{\phi}_s = \vec{\phi}_{ss} + \vec{\phi}_{sr} \,. \tag{1.3}$$

Avec :

$$\vec{\phi}_{ss} = \sum_{i=1}^{N} \phi_{ss,i}\vec{e}_i \qquad \vec{\phi}_{sr} = \sum_{i=1}^{N} \phi_{sr,i}\vec{e}_i$$

Le $\vec{\phi}_{ss}$ traduit le couplage électromagnétique entre les phases statoriques.

Le $\vec{\phi}_{sr}$ traduit le couplage électromagnétique entre le stator et le rotor.

En remplaçant l'expression du vecteur flux $\vec{\phi}_s$ dans l'équation (1.1) il vient:

$$\vec{v}_s = r_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\phi}_{ss}}{dt} + \frac{d\vec{\phi}_{sr}}{dt} = r_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\phi}_{ss}}{dt} + \vec{E} \,. \tag{1.4}$$

$\vec{E}$: Vecteur force contre électromotrice.

Le vecteur flux $\vec{\phi}_{ss}$ est lié au vecteur courant $\vec{i}_s$ par la relation :

$$\vec{\phi}_{ss} = M_s \vec{i}_s \quad (1.5)$$

La matrice inductance [M_s] s'écrit sous la forme matricielle:

$$[M_s] = \begin{pmatrix} L_s & M_{12} & \dots & \dots & \dots & M_{1(N-1)} \\ M_{21} & L_s & \dots & \dots & \dots & M_{2(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{K1} & M_{K2} & \dots & \dots & \dots & M_{K(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_{N1} & M_{N2} & \dots & \dots & \dots & L_s \end{pmatrix} \quad (1.6)$$

L_s : inductance propre d'une phase de stator.

$M_{ij} = M_{ss} \cos(\theta_{ij})$ est la mutuelle inductance entre les phases i et j.

Remarque:

1- La réciprocité du flux entre les phases statoriques implique l'égalité des inductances mutuelles M_{ij} et M_{ji} et par conséquent la matrice inductance est symétrique.

2- L'équivalence et la répartition régulière des phases statoriques permet la détermination complète de la matrice inductance à partir d'une seule colonne (ou d'une seule ligne). La matrice inductance est donc circulante.

En tenant compte de ces deux propriétés, la matrice inductance s'écrit:

$$[M_s] = \begin{pmatrix} L_s & M_1 & \dots & \dots & \dots & M_{(N-1)} \\ M_{(N-1)} & L_s & \dots & \dots & \dots & M_{(N-2)} \\ M_{(N-2)} & M_{(N-1)} & L_s & \dots & \dots & M_{(N-3)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ M_1 & M_2 & \dots & \dots & \dots & L_s \end{pmatrix} \quad (1.7)$$

Où : $M_{i-1} = M_{1(i-1)}$, $i = 2,3, \dots,N$.

3- Le système d'équations obtenu dans la base naturelle et fortement couplé ce qui rend la commande de cette machine difficile. Une diagonalisation de la matrice inductance permet d'obtenir des relations découplées.

1.2.2.2. Modèle de la machine polyphasée dans la base de Fortescue

La modélisation de la machine polyphasée dans la base de Fortescue conduit au découplage magnétique. En effet, le flux d'une phase dépend non seulement du courant de cette phase mais aussi des courants des autres phases. Ceci est traduit par les éléments non nuls de la matrice inductance. Fortescue a défini une base de dimension N dont le flux est découplé. Dans cette base une coordonnée du vecteur flux statorique s'exprime en fonction d'une seule coordonnée du vecteur courant. La matrice inductance est donc diagonale. La matrice de Fortescue (F_N) assure le passage de la base naturelle vers la base de Fortescue :

$$[F_N] = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & \dots & \dots & 1 \\ 1 & a & a^2 & \dots & \dots & a^{N-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & a^k & \dots & a^{kn} & \dots & a^{k(N-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & a^{(N-1)} & \dots & a^{(N-1)n} & \dots & a^{(N-1)(N-1)} \end{pmatrix} \tag{1.8}$$

L'opérateur $a = e^{j\frac{2\pi}{N}}$

La matrice inductance diagonalisée s'écrit :

$$[F_N^{-1} M F_N] = \begin{pmatrix} \lambda_1 & & & & \\ & \lambda_2 & & 0 & \\ & & \ddots & & \\ & & & \ddots & \\ & 0 & & \ddots & \\ & & & & \lambda_N \end{pmatrix} \tag{1.9}$$

Les inductances cycliques (λ_i) sont données par la relation matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ \lambda_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & \cdots & 1 \\ 1 & a & a^2 & \cdots & \cdots & a^{(N-1)} \\ 1 & a^2 & a^4 & \cdots & \cdots & a^{2(N-1)} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ 1 & a^{(N-1)} & a^{2(N-1)} & & & a^{(N-1)(N-1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_s \\ M_1 \\ M_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ M_{N-1} \end{pmatrix} \tag{1.10}$$

Un vecteur $\vec{x}$ dans la base naturelle s'écrit dans la base de Fortescue :

$$\vec{x}_F = [F_N]^T \vec{x}$$

1.2.2.3. Modèle de la machine polyphasée dans la base de Concordia

La base de Fortescue définie au paragraphe précédent est à coefficients complexes. Le caractère réel et la symétrie des inductances de phase impliquent le caractère réel des inductances cycliques. On peut donc définir une nouvelle base orthonormée de vecteur propre à coefficients réels. La matrice de passage $[C_N]^T$, de la base naturelle vers la base orthonormée à coefficients réels, appelée transformée de Concordia généralisée est donnée par [Mer 05]:

Si N est impair :

$$[C_N]^T = \sqrt{\frac{2}{N}} \begin{pmatrix} 1 & \cos\frac{2\pi}{N} & \cdots & \cos i\frac{2\pi}{N} & \cdots & \cos(N-1)\frac{2\pi}{N} \\ 0 & \sin\frac{2\pi}{N} & \cdots & \sin i\frac{2\pi}{N} & \cdots & \sin(N-1)\frac{2\pi}{N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(\frac{N-1}{2})\frac{2\pi}{N} & \cdots & \cos i(\frac{N-1}{2})\frac{2\pi}{N} & \cdots & \cos(N-1)(\frac{N-1}{2})\frac{2\pi}{N} \\ 0 & \sin(\frac{N-1}{2})\frac{2\pi}{N} & \cdots & \sin i(\frac{N-1}{2})\frac{2\pi}{N} & \cdots & \sin(N-1)(\frac{N-1}{2})\frac{2\pi}{N} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \tag{1.11}$$

Si N est pair :

$$[C_N]^T = \sqrt{\frac{2}{N}} \begin{pmatrix} 1 & \cos\frac{2\pi}{N} & \cdots & \cos i\frac{2\pi}{N} & \cdots & \cos(N-1)\frac{2\pi}{N} \\ 0 & \sin\frac{2\pi}{N} & \cdots & \sin i\frac{2\pi}{N} & \cdots & \sin(N-1)\frac{2\pi}{N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 1 & \cos(\frac{N-2}{2})\frac{2\pi}{N} & \cdots & \cos i(\frac{N-2}{2})\frac{2\pi}{N} & \cdots & \cos(N-1)(\frac{N-2}{2})\frac{2\pi}{N} \\ 0 & \sin(\frac{N-2}{2})\frac{2\pi}{N} & \cdots & \sin i(\frac{N-2}{2})\frac{2\pi}{N} & \cdots & \sin(N-1)(\frac{N-2}{2})\frac{2\pi}{N} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \cdots & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & \cdots & (-1)^i\frac{1}{\sqrt{2}} & \cdots & -\frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (1.12)$$

La matrice inductance diagonalisée à coefficients réels dans la base de Concordia généralisée s'écrit :

$$\left[C_N^T M C_N\right] = \begin{pmatrix} \lambda_1 & & & & \\ & \lambda_2 & & 0 & \\ & & \ddots & & \\ & & & \ddots & \\ & 0 & & & \ddots \\ & & & & & \lambda_N \end{pmatrix} \quad (1.13)$$

Les inductances cycliques (λ_i) sont données par l'expression générale suivante :

$$\begin{pmatrix} \lambda_1 \\ \lambda_2 \\ \lambda_3 \\ \vdots \\ \vdots \\ \lambda_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & \cdots & \cdots & 1 \\ 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{N}\right) & \cdots & \cdots & \cos\left(\frac{(n-1)2\pi}{N}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{N}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{N}\right) & \cdots & \cdots & \cos\left(\frac{2(N-1)2\pi}{N}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \cdots & \vdots \\ 1 & \cos\left(\frac{(N-1)2\pi}{N}\right) & \cos\left(\frac{2(N-1)2\pi}{N}\right) & \cdots & \cdots & \cos\left(\frac{(N-1)(N-1)2\pi}{N}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} L_s \\ M_1 \\ M_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ M_{N-1} \end{pmatrix} \quad (1.14)$$

Le développement du calcul montre qu'on a une valeur propre double et une valeur propre multiple :

- La valeur propre double correspond à l'inductance cyclique, elle dépend du nombre de phases.

$$\lambda_2 = \lambda_n = L_s + \frac{M_s}{2}.(n-2) \qquad \text{Pour : } n \geq 3. \quad (1.15)$$

- La valeur propre multiple d'ordre (n-2) correspond à l'inductance de fuites, elle est indépendante du nombre de phases de la machine.

$$\lambda_1 = \lambda_3 = \lambda_4 = ... = \lambda_{n-1} = L_s - M_s \tag{1.16}$$

La matrice inductance diagonalisée d'un enroulement polyphasé à répartition sinusoïdale s'écrit alors sous la forme suivante :

$$\left[L_{diag}\right] = \begin{bmatrix} \lambda_2 [I]_{2\times 2} & [0]_{2\times n-2} \\ [0]_{n-2\times 2} & \lambda_{n-1}[I]_{n-2\times n-2} \end{bmatrix} \tag{1.17}$$

Le vecteur $\vec{x}_c$ dans la base de Concordia généralisée est donné par:

$$\vec{x}_c = [C_N]^T \vec{x}. \tag{1.18}$$

1.2.2.4. Modèle de la machine polyphasée dans la base ($\alpha,\beta,z_1,z_2, \dots z_{N-2}$)

Une autre approche pour déterminer une base orthonormée permettant la diagonalisation de la matrice inductance consiste à projeter les axes magnétiques des différentes phases sur un repère diphasé (α,β). Les autres vecteurs ($z_1,z_2, \dots z_{N-2}$) sont obtenus par la résolution d'un système d'équation fixant l'orthogonalité des axes $\alpha,\beta,z_1,z_2, \dots z_{N-2}$.

La matrice de passage de la base naturelle $(e_1, e_2, ..., e_N)$ vers la base orthonormée $(\alpha, \beta, z_1, z_2 ..., z_{N-2})$ est obtenue :

- En projetant les axes magnétiques des différentes phases sur un repère diphasé (α,β).

$$\begin{pmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \cos\theta_{12} & \cos\theta_{13} & \cdots & \cdots & \cos\theta_{1(N-1)} \\ 0 & \sin\theta_{12} & \sin\theta_{13} & \cdots & \cdots & \sin\theta_{1(N-1)} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ x_N \end{pmatrix} = \left[T_{\alpha\beta}\right] \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ x_N \end{pmatrix} \tag{1.19}$$

- En résolvant le système d'équations (1.20) qui fixe l'orthogonalité des axes $\alpha,\beta,z_1,z_2,\dots z_{N-2}$.

$$\begin{cases} \alpha^T \beta = \alpha^T z_1 = \alpha^T z_2 = \cdots = \alpha^T z_{N-2} = 0 \\ \beta^T z_1 = \beta^T z_2 = \cdots = \beta^T z_{N-2} = 0 \\ z_1^T z_2 = z_1^T z_3 \cdots = z_1^T z_{N-2} = 0 \\ z_2^T z_3 = z_2^T z_4 \cdots = z_2^T z_{N-2} = 0 \\ \vdots \\ z^T{}_{N-3} \; z_{N-2} = 0 \end{cases} \tag{1.20}$$

La matrice [T_z], déduite de la résolution du système d'équations (1.20), est donnée par :

$$[T_z] = (z_1, z_2 ..., z_{N-2})^T \tag{1.21}$$

En tenant compte d'un critère de normalisation, on obtient la matrice de passage $[T_N]^T$:

$$[T_N]^T = \sqrt{\frac{2}{N}} \begin{bmatrix} [T_{\alpha,\beta}] \\ [T_z] \end{bmatrix} \tag{1.22}$$

La matrice de transformation $[T_N]^T$ est la même que celle obtenue dans le repère de Concordia généralisée $[C_N]^T$. Néanmoins cette approche est simple à généraliser à des enroulements non régulièrement répartis.

1.3. Généralisation du formalisme vectoriel aux enroulements multi-étoiles

L'enroulement multi-étoiles est constitué de plusieurs étoiles décalées d'un angle γ. Il peut être considéré comme un enroulement polyphasé à répartition non régulière des phases. Les étoiles sont souvent en triphasées ou en pentaphasées [Mer05].

1.3.1. Transformation de Concordia généralisée

La transformation de Concordia généralisée suppose que les phases de l'enroulement polyphasé sont régulièrement réparties. Cette transformation est étendue aux enroulements non régulièrement répartis, en les complétant avec un nombre approprié des phases fictives [Mad 04]. Le principe de cette méthode repose principalement sur quatre règles :

1- Définir une machine polyphasée équivalente dont les phases sont régulièrement reparties. Le nombre de phases de cette machine est égale à :

$$N_{ph} = \frac{360}{\gamma} \quad , \gamma \neq 0.$$

2- Etablir la matrice de passage $[C_{Nph-N}]$ de la base initiale de dimension N à la nouvelle base de dimension N_{ph}.

3- Appliquer le formalisme vectoriel pour la modélisation des machines polyphasées à la machine équivalente à N_{ph} phases. Ainsi on définit la matrice de passage à la base orthonormée $\left[T_{Nph}\right]^T$.

4- Déduire la matrice de passage de la base naturelle vers la base orthonormée donnée par :

$$\left[T_N\right]^T = \left[T_{Nph}\right]^T \left[C_{Nph-N}\right]$$

Dans [Mad 04] trois exemples d'application de cette méthode ont été exposés. Le premier et le second concernent la machine double étoile triphasée avec un décalage respectivement d'un angle de γ =30°et de 45°. Dans le troisième exemple la machine étudiée a un enroulement triple étoile- triphasé avec un décalage de γ =30°.

Cette méthode permet de généraliser le formalisme vectoriel aux machines à enroulements non régulièrement répartis. Elle présente cependant l'inconvénient d'augmenter l'ordre de système. En effet lorsque le nombre des étoiles est élevé la matrice de passage finale devient difficile à obtenir [Mer05] [Rob05].

1.3.2. Modèle de la machine multi-étoiles dans la base ($\alpha,\beta,z_1,z_2, \ldots z_{N-2}$)

Le formalisme vectoriel proposé par T.A.Lipo et Y.Zhao ne tient pas compte de la répartition régulière des phases, il peut être étendu facilement aux machines comportant un nombre de phases quelconque, réparties de façon aléatoire [Zha 95].

1.3.3. Transformation multi-étoile multi-diphasée

Soit un enroulement multi-étoile constitue de (q) étoiles décalés entre elles d'un angle (γ).Cette méthode consiste à appliquer une transformation de Concordia à chacune des étoiles de la machine multi-étoile. Les q transformations sont exprimées dans q référentiels différents décalés d'un angle électrique γ. Par conséquent, afin de réduire le couplage magnétique entre ces référentiels, nous cherchons à les ramener à un seul référentiel.

Dans le cas où le référentiel fixe est celui lié à la première étoile, on fait une rotation des référentiels 2, 3,…et q respectivement d'un angle γ, 2γ, 3γ,…et (q-1) γ.

En appliquant cette transformation à la matrice inductance globale en obtient une nouvelle matrice inductance partiellement découplée.

Afin de diagonaliser la matrice inductance, on fait un ultime changement de base de travail basé sur la somme et la différence des vecteurs (α_i,β_i).

a. Modèle de la machine multi-triphasée dans le plan de Concordia

En considérant que la machine est constituée de (q) étoiles, on peut la représenter dans le plan de Concordia par (q) repères (α_1,β_1) , (α_2,β_2), …,, (α_q,β_q) liés respectivement à les phases a_1, a_2, …et a_q voir figure (1.2). Dans ce cas chaque étoile voit la même transformation.

D'où les expressions suivantes :

$$\begin{pmatrix} X_{\alpha i} \\ X_{\beta i} \\ X_{0i} \end{pmatrix} = [T_{33}]^{-1} \begin{pmatrix} X_{ai} \\ X_{bi} \\ X_{ci} \end{pmatrix} \tag{1.23}$$

Avec : $$[T_{33}]^{-1} = [T_{33}]^{t} = [[T_{32}],[T_{31}]]$$

Où : $$[T_{32}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \; ; \; [T_{31}] = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix}$$

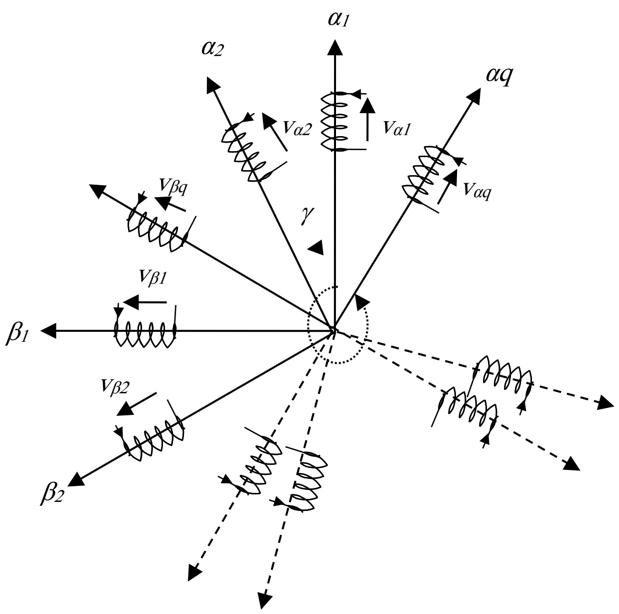

Figure 1.2 : Représentation de la MSDE dans le repère (α_1-β_1) , (α_2-β_2),…, (α_q,β_q)

Les q transformations ci-dessus sont exprimées dans q référentiels différents ($\alpha_1\beta_1$,$\alpha_2\beta_2$,…, $\alpha_q\beta_q$) décalé d'un angle électrique γ,2γ,..,(q-1)γ. Cependant, pour éviter le couplage magnétique entre ces q repères et afin d'exprimer dans le même référentiel les différentes grandeurs associées aux q étoiles, on fait une rotation d'un angle γ,2γ,…,(q-1)γ identique au décalage entre les (q-1) étoiles et l'étoile 1 (figure 1.3).

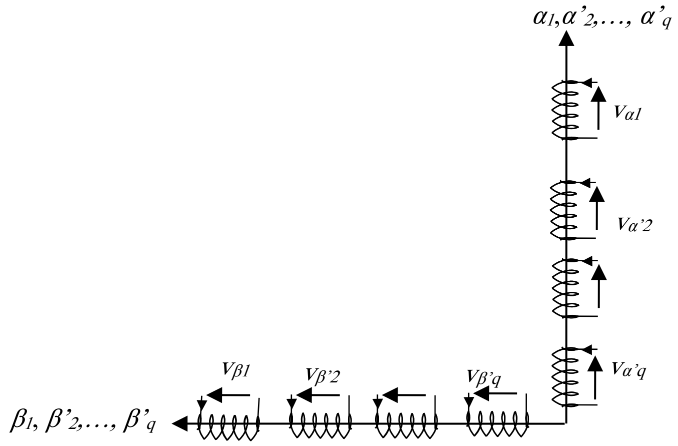

Figure 1.3 : Représentation de la MSDE dans le repère $(\alpha_1,\beta_1)= (\alpha',\beta')$

D'où cette nouvelle transformation pour l'étoile q.

$$\begin{pmatrix} X'_{\alpha q} \\ X'_{\beta q} \\ X'_{0q} \end{pmatrix} = [P_{33}((q-1)\gamma)] \begin{pmatrix} X_{\alpha q} \\ X_{\beta q} \\ X_{0q} \end{pmatrix} = [T_{33}((q-1).\gamma)]^T \begin{pmatrix} X_{aq} \\ X_{bq} \\ X_{cq} \end{pmatrix} \tag{1.24}$$

Avec: $[P_{33}((q-1)\gamma)] = \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) & 0 \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$

La matrice globale de transformation qui permet le passage du plan réel aux référentiels (α',β') est définie comme suit :

$$\begin{pmatrix} \left(x_{(\alpha\beta o)_1}\right)_{3\times1} \\ \left(x'_{(\alpha\beta o)2}\right)_{3\times1} \\ \vdots \\ \left(x'_{(\alpha\beta o)q}\right)_{3\times1} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} [T_{3\times3}(0)]^t & [0]_{3\times3} & \cdots & [0]_{3\times3} \\ [0]_{3\times3} & [T_{3\times3}(\gamma)]^T & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & [0]_{3\times3} \\ [0]_{3\times3} & \cdots & [0]_{3\times3} & [T_{3\times3}((q-1).\gamma)]^T \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \left(x_{(abc)_1}\right)_{3\times1} \\ \left(x_{(abc)2}\right)_{3\times1} \\ \vdots \\ \left(x_{(abc)q}\right)_{3\times1} \end{pmatrix} \tag{1.25}$$

En appliquant cette transformation à la matrice inductance globale en obtient une nouvelle matrice inductance partiellement découplée. Afin de diagonaliser la matrice inductance, on fait un ultime changement de base de travail basé sur la somme et la différence des vecteurs ($x'_{(\alpha\beta o)q}$).

Ainsi, la matrice de passage du plan (α'β') au plan (α^+,β^+) est donnée par :

$$\begin{pmatrix} (x^+_{\alpha\beta o}) \\ (x^-_{\alpha\beta o1}) \\ (x^-_{\alpha\beta o2}) \\ \vdots \\ \vdots \\ (x^-_{\alpha\beta(q-1)}) \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{q}} \begin{bmatrix} [I]_{3\times3} & [I]_{3\times3} & [I]_{3\times3} & \cdots & \cdots & [I]_{3\times3} \\ (q-1)[I]_{3\times3} & -[I]_{3\times3} & -[I]_{3\times3} & \cdots & \cdots & -[I]_{3\times3} \\ -[I]_{3\times3} & (q-1)[I]_{3\times3} & \ddots & \ddots & & -[I]_{3\times3} \\ \vdots & & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \ddots & \vdots \\ -[I]_{3\times3} & -[I]_{3\times3} & \cdots & \cdots & (q-1)[I]_{3\times3} & -[I]_{3\times3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} (x_{(\alpha\beta o)_1}) \\ (x'_{(\alpha\beta o)_2}) \\ (x'_{(\alpha\beta o)_3}) \\ \vdots \\ \vdots \\ (x'_{(\alpha\beta o)q}) \end{pmatrix} \quad (1.26)$$

Donc nous aboutissons à une matrice de passage de la base initiale {$(abc)_1$, $(abc)_2$,…, $(abc)_q$} à la base finale {$(\alpha\beta)^+$, $(\alpha\beta)^-_1$,…, $(\alpha\beta)^-_{(q-1)}$}.

$$\begin{pmatrix} (x^+_{\alpha\beta o}) \\ (x^-_{\alpha\beta o1}) \\ (x^-_{\alpha\beta o2}) \\ \vdots \\ \vdots \\ (x^-_{\alpha\beta(q-1)}) \end{pmatrix} = [T_n]^t \begin{pmatrix} (x_{(abc)_1})_{3\times1} \\ (x_{(abc)2})_{3\times1} \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ (x_{(abc)q})_{3\times1} \end{pmatrix}$$

Avec :

$$[T_n]^t = \frac{1}{\sqrt{q}} \begin{bmatrix} [I]_{3\times3} & [I]_{3\times3} & [I]_{3\times3} & \cdots & \cdots & [I]_{3\times3} \\ (q-1)[I]_{3\times3} & -[I]_{3\times3} & -[I]_{3\times3} & \cdots & \cdots & -[I]_{3\times3} \\ -[I]_{3\times3} & (q-1)[I]_{3\times3} & \ddots & \ddots & & -[I]_{3\times3} \\ \vdots & & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \ddots & \vdots \\ -[I]_{3\times3} & -[I]_{3\times3} & \cdots & \cdots & (q-1)[I]_{3\times3} & -[I]_{3\times3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [T_{3\times3}]^t & [0]_{3\times3} & \cdots & [0]_{3\times3} \\ [0]_{3\times3} & [T_{33}(\gamma)]^T & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & [0]_{3\times3} \\ [0]_{3\times3} & \cdots & [0]_{3\times3} & [T_{33}((q-1).\gamma)]^T \end{bmatrix}$$

b. Transformation multi-diphasée

La transformation précédente est valable pour les machines ayant un nombre de phase pairs et qui sont orthogonales deux à deux. Dans ce cas l'enroulement statorique peut être considéré comme q systèmes diphasés [Mer04]. La matrice de passage est donnée par :

$$[T_n]^t = \frac{1}{\sqrt{q}} \begin{bmatrix} [I]_{2\times2} & [I]_{2\times2} & [I]_{2\times2} & \cdots & \cdots & [I]_{2\times2} \\ (q-1)[I]_{2\times2} & -[I]_{2\times2} & -[I]_{2\times2} & \cdots & \cdots & -[I]_{2\times2} \\ -[I]_{3\times3} & (q-1)[I]_{2\times2} & \ddots & \ddots & & -[I]_{2\times2} \\ \vdots & & \ddots & \ddots & & \vdots \\ \vdots & & & \ddots & \ddots & \vdots \\ -[I]_{2\times2} & -[I]_{2\times2} & \cdots & \cdots & (q-1)[I]_{2\times2} & -[I]_{2\times2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{2\times2}] & [0]_{2\times2} & \cdots & [0]_{2\times2} \\ [0]_{2\times2} & \left[T_{2\times2}(\frac{2\pi}{3})\right]^T & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & [0]_{3\times3} \\ [0]_{2\times2} & \cdots & [0]_{2\times2} & \left[T_{2\times2}((q-1).\frac{2\pi}{3})\right]^T \end{bmatrix}$$

(1.27)

Avec:

$$[T_{2\times 2}((q-1)\gamma)] = \begin{pmatrix} \cos\left((q-1)\dfrac{2\pi}{3}\right) & \sin\left((q-1)\dfrac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\left((q-1)\dfrac{2\pi}{3}\right) & \cos\left((q-1)\dfrac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix}.$$

1.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux machines polyphasées et ce qu'elles pouvaient apporter de plus que les machines triphasées, la machine double étoile étant l'une d'entre elles. Par la suite, nous avons rappelé les différents outils méthodologiques pour la modélisation des enroulements polyphasés.

Nous avons montré qu'il existe une matrice de transformation de base qui permet de passer du plan réel à un plan au sein duquel la matrice inductance est diagonale. Dans ce cas, on a vu que plusieurs approches peuvent être utilisées.

L'approche polyphasée peut s'appliquer partiellement à chaque étoile comme elle peut s'appliquer directement à l'enroulement multi-étoile. Dans ce dernier cas, on considère que l'enroulement multi-étoile est équivalent à un enroulement polyphasé à répartition non régulière des phases. Cette approche est facile à utiliser même pour les enroulements à nombre élevé d'étoiles.

L'approche multi-étoile multi-diphasé consiste, dans un premier temps, à diagonaliser la matrice inductance de chacune des étoiles en utilisant l'approche polyphasée. Par la suite la diagonalisation de la matrice inductance globale se fait dans un autre plan de travail. Cette approche nécessite beaucoup de calcul, ceci peut restreindre son utilisation à des enroulements à nombre petit d'étoiles.

Nous avons pu développer une nouvelle approche applicable à des enroulements multi-étoile particuliers mais très utilisés dans l'industrie. Il s'agit des enroulements à nombre de pairs de phases, orthogonales entre elles deux à deux constituant ainsi des sous- machines diphasées. La matrice de transformation de base pour ce type d'enroulement est obtenue en utilisant l'approche de transformation diphasée-diphasée.

Chapitre 2
Modélisation de l'Ensemble Onduleur-MSDE Fonctionnant en Mode Normal

2.1. Introduction

Le modèle électromagnétique de la machine synchrone double étoile (MSDE) est un système à équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile. En effet, l'utilisation d'une transformation convenable des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable. Le choix d'une méthode dépend de la simplicité de la méthode, de la structure de modèle obtenu en vue de sa commande et de mode de fonctionnement de la machine.

La machine synchrone associée à un convertisseur statique trouve de nombreuses applications dans le domaine des entraînements à vitesse variable. Les progrès récents de l'électronique de puissance ont permis d'alimenter les machines multi-étoiles par des onduleurs de tension. Ces onduleurs qui ont une fréquence de commutation élevée diminuent considérablement les ondulations de courant et de couple.

L'objectif de ce chapitre est l'étude de l'ensemble Onduleur-MSDE. Nous présentons dans un premier lieu, la modélisation de la MSDE dans une base orthonormée, dans laquelle le modèle obtenu est simple et découplé du point de vue de sa commande. Ensuite, nous alimentons la MSDE, par deux onduleurs de tension multiniveaux à structure NPC, commmandés par la technique MLI "modulation de largeur d'impulsion " triangulo-sinusoidale ". Les différents résultats obtenus, montrent l'influence du type d'alimentation sur les performances de la MSDE.

2.2. Modélisation de la MSDE

La machine qui fera l'objet de notre étude est une machine synchrone à double étoile composée d'un :

- Induit fixe portant deux enroulements triphasés montés en étoile et décalés entre eux d'un angle électrique ($\gamma = 30°$).

- Inducteur tournant, à pôles saillants et sans amortisseurs, alimenté en courant continu portant un enroulement d'excitation décalé par rapport à l'axe de la phase statorique d'un angle mesurant la position du rotor (Figure 2.1).

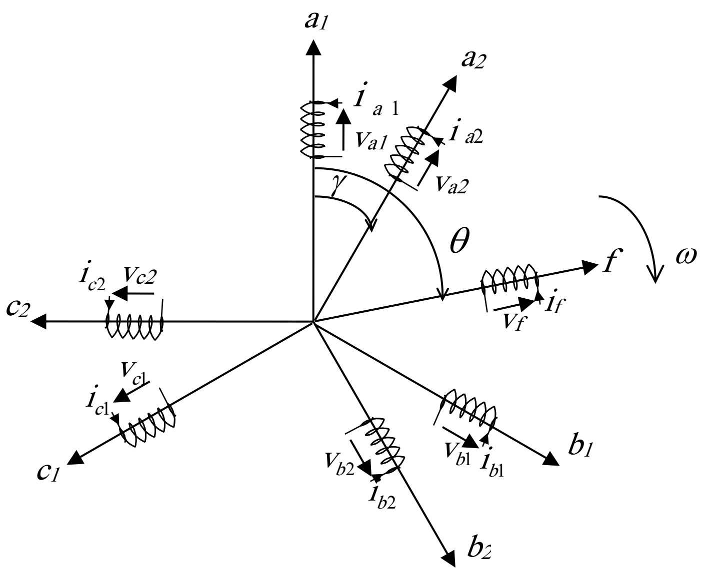

Figure 2.1 : Représentation schématique de la MSDE

a_1, b_1, c_1 : phases du premier stator.a_2, b_2, c_2 : phases du second stator.

θ : Angle électrique entre la phase a_1 et la position du rotor.

γ : Angle électrique entre les deux étoiles.

Afin de réduire la complexité du modèle non linéaire, nous adoptons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- On néglige la saturation des circuits magnétiques, l'hystérésis et les courants de Foucault, l'effet de peau, les couplages capacitifs entre les enroulements et l'influence des pièces polaires.
- On suppose que les enroulements créent des F.M.Ms à répartition sinusoïdale et on ne tient compte que du premier harmonique.
- On suppose que les deux étoiles sont identiques et déphasées l'une par rapport à l'autre d'un angle γ.

2.2.1 Equations électriques de la MSDE dans la base naturelle

On utilise la forme matricielle pour exprimer toutes les grandeurs de la machine. Les équations des tensions s'écrivent sous la forme :

$$[V_{s1}] = [r_s][I_s] + \frac{d}{dt}\left([L_{ss}][I_s] + [M_{sr}]\, i_f\right) \tag{2.1}$$

$$v_f = r_f i_f + \frac{d}{dt}\left(L_f\, i_f + [M_{sr}]^T\,[I_s]\right) \tag{2.2}$$

Avec :

$[V_s] = [V_{a1}\ V_{a2}\ V_{b1}\ V_{b2}\ V_{c1}\ V_{c2}]^T$; $[I_s] = [I_{a1}\ I_{a2}\ I_{b1}\ I_{b2}\ I_{c1}\ I_{c2}]^T$; $[r_s] = R_s[I]_{6x6}$

$[L_{ss}] = [L_s] + [M]$(Voir A1.1)

L'équation du couple électromagnétique est donnée par :

$$T_e = \frac{P}{2}.\begin{bmatrix}[I_s]\\ i_f\end{bmatrix}^T.\frac{d}{d\theta}\begin{bmatrix}[L_{ss}] & [M_{sr}]\\ [M_{sr}]^T & l_f\end{bmatrix}\begin{bmatrix}[I_s]\\ i_f\end{bmatrix} \tag{2.3}$$

Nous avons donc, un système de sept équations différentielles dont certains coefficients sont en fonction de la position du rotor. Pour faire face à ce problème, nous considérons la matrice $[T_6]^T$ qui offre le passage d'un système hexaphasé à un système équivalent découplé.

Le modèle de la machine dans le nouveau référentiel. Il est donné par :

$$\begin{aligned}[T_6]^T[V_s] = {} & [T_6]^T[R_s][T_6]\ [T_6]^T[I_s] \\ & + \frac{d}{dt}\left([T_6]^T[L_{ss}][T_6]\ [T_6]^T[I_s] + [T_6]^T[M_{sr}]\, i_f\right)\end{aligned} \tag{2.4}$$

2.2.2. Modèle de la MSDE dans le référentiel α β $Z_1Z_2Z_3Z_4$

L'approche polyphasée est appliquée lorsque la MSDE est considérée comme une machine hexaphasée. Cette approche transforme d'une manière globale le système hexaphasé en un système fictif hexaphasé parfaitement découplé. On définit les nouvelles variables de la MSDE, exprimées dans le référentiel α β $Z_1Z_2Z_3Z_4$, qui sont obtenues en diagonalisant la matrice des inductances, par la matrice $[T_6]^t$:

$$[x_\alpha\quad x_\beta\quad x_{z1}\quad x_{z2}\quad x_{z3}\quad x_{z4}]^T = [T_s]^T[x_{a1}\quad x_{a2}\quad x_{b1}\quad x_{b2}\quad x_{c1}\quad x_{c2}]^T \tag{2.5}$$

Où : x peut être tension, courant ou flux et

$$[T_6]^T = \frac{1}{\sqrt{3}}\begin{pmatrix} \cos(0) & \cos(\gamma) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}+\gamma) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}+\gamma) \\ \sin(0) & \sin(\gamma) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3}+\gamma) & \sin(\frac{4\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3}+\gamma) \\ \cos(0) & \cos(\pi-\gamma) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & \cos(\frac{\pi}{3}-\gamma) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{5\pi}{3}-\gamma) \\ \sin(0) & \sin(\pi-\gamma) & \sin(\frac{4\pi}{3}) & \sin(\frac{\pi}{3}-\gamma) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{5\pi}{3}-\gamma) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \tag{2.6}$$

Le modèle (2.4) se réécrit dans le plan de Concordia en utilisant la matrice de transformation (2.6). Il est donné sous la forme d'état suivante :

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_{z1} \\ v_{z2} \\ v_{z3} \\ v_{z4} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ i_{z4} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt}\begin{pmatrix} l_{fs}+3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{fs}+3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ i_{z4} \end{pmatrix} + M_{sf}\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} \sqrt{3}\cos(\theta) \\ \sqrt{3}\sin(\theta) \\ 0 \\ 0 \\ \\ \end{pmatrix} i_f$$
$$+3M_{sfm}\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} \cos(2\theta) & \sin(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \sin(2\theta) & -\cos(2\theta) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \\ i_{z4} \end{pmatrix} \tag{2.7}$$

Le modèle dynamique de la MSDE obtenu peut être représenté dans chaque sous espace comme suit :

a. Modèle de la MSDE dans l'espace (α, β)

Dans ce repère la tension statorique de la MSDE est donnée par :

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} = R_s\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \frac{d}{dt}\begin{pmatrix} l_{fs}+3M_{ss} & 0 \\ 0 & l_{fs}+3M_{ss} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} + \sqrt{3}M_{sf}\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{pmatrix} i_f$$
$$+M_{sfm}\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} 3\cos(2\theta) & 3\sin(2\theta) \\ 3\sin(2\theta) & -3\cos(2\theta) \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \tag{2.8}$$

A partir du système d'équations (2.7), on déduit le circuit électrique équivalent de la MSDE dans le repère (α, β) :

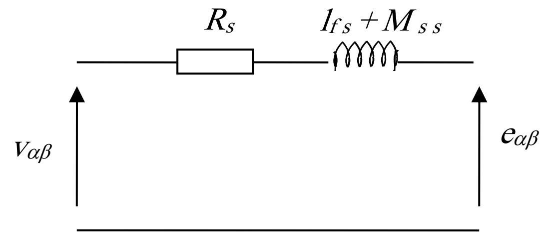

Figure 2.2 : Circuit électrique équivalent de la MSDE dans le repère (α,β)

b. Modèle de la MSDE dans les espaces (z_1, z_2), (z_3, z_4)

La tension statorique de la MSDE est :

- Dans le repère (z_1, z_2) :

$$\begin{pmatrix} v_{z1} \\ v_{z2} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_{z1} \\ i_{z2} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} l_{fs} & 0 \\ 0 & l_{fs} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{z1} \\ i_{z2} \end{pmatrix} \tag{2.9}$$

- Dans le repère (z_3, z_4) :

$$\begin{pmatrix} v_{z3} \\ v_{z4} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_{z3} \\ i_{z4} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} l_{fs} & 0 \\ 0 & l_{fs} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{z3} \\ i_{z4} \end{pmatrix} \tag{2.10}$$

La figure (2.3) représente le schéma électrique équivalent de la MSDE dans les repères (z_1, z_2), (z_3, z_4) .

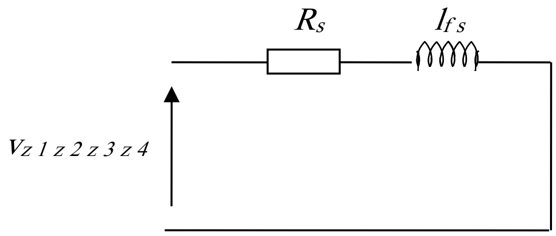

Figure 2.3 : Circuit électrique équivalent de la MSDE dans les repères (z_1, z_2), (z_3, z_4)

On remarque que :

- La MSDE peut être décomposée en trois machines fictives totalement découplées.

- La totalité de conversion électromagnétique s'effectue dans le repère α,β. Donc la machine fictive dans le repère α,β contribue à la création du couple électromagnétique.

- Le modèle de la MSDE dans le repère (z_1, z_2) ne crée pas de couple. Les courants i_{z1}, i_{z2} sont appelés courants de circulation, ils dépendent fortement de l'angle entre les deux étoiles 'γ' ainsi que du type d'alimentation de la MSDE [Bou 09].

- Le modèle de la MSDE dans le repère (z_3, z_4) est formé par les composantes homopolaires qui sont nulles lorsque le neutre est isolé.

Le passage au référentiel de Park est obtenu en appliquant la matrice de rotation suivante :

$$[P]=\begin{pmatrix}\cos(\theta) & -\sin(\theta)\\ \sin(\theta) & \cos(\theta)\end{pmatrix} \tag{2.11}$$

Les équations électriques de la machine s'écrivent :

$$\begin{pmatrix}v_d\\ v_q\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}R_s+pL_d & -\omega L_q\\ \omega L_d & R_s+pL_q\end{pmatrix}\begin{pmatrix}i_d\\ i_q\end{pmatrix}+M_d\omega\begin{pmatrix}0\\ 1\end{pmatrix}i_f \tag{2.12}$$

Le couple électromagnétique de la machine est donné par :

$$T_e = P\left(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d\right) \tag{2.13}$$

Avec :

$\varphi_d = L_d\, i_d + M_d\, i_f$; $\varphi_q = L_q\, i_q$

Et :

$L_s = l_{fs} + M_{ss}$; $L_d = l_{sf} + 3M_{ss} + 3\,M_{sfm}$; $L_q = l_{sf} + 3M_{ss} - 3\,M_{sfm}$; $M_d = \sqrt{3}M_{sf}$

Le modèle de la MSDE obtenu dans le référentiel de Park est similaire au modèle de la machine synchrone triphasée classique.

2.2.5. Résultats de simulation :

Nous simulons le démarrage de la MSDE en boucle ouverte alimenté par un système de tension sinusoïdale à fréquence variable (MSDE autopiloté).On démarre la machine à vide puis on applique a t=15s une charge nominale (Figure 2.4).

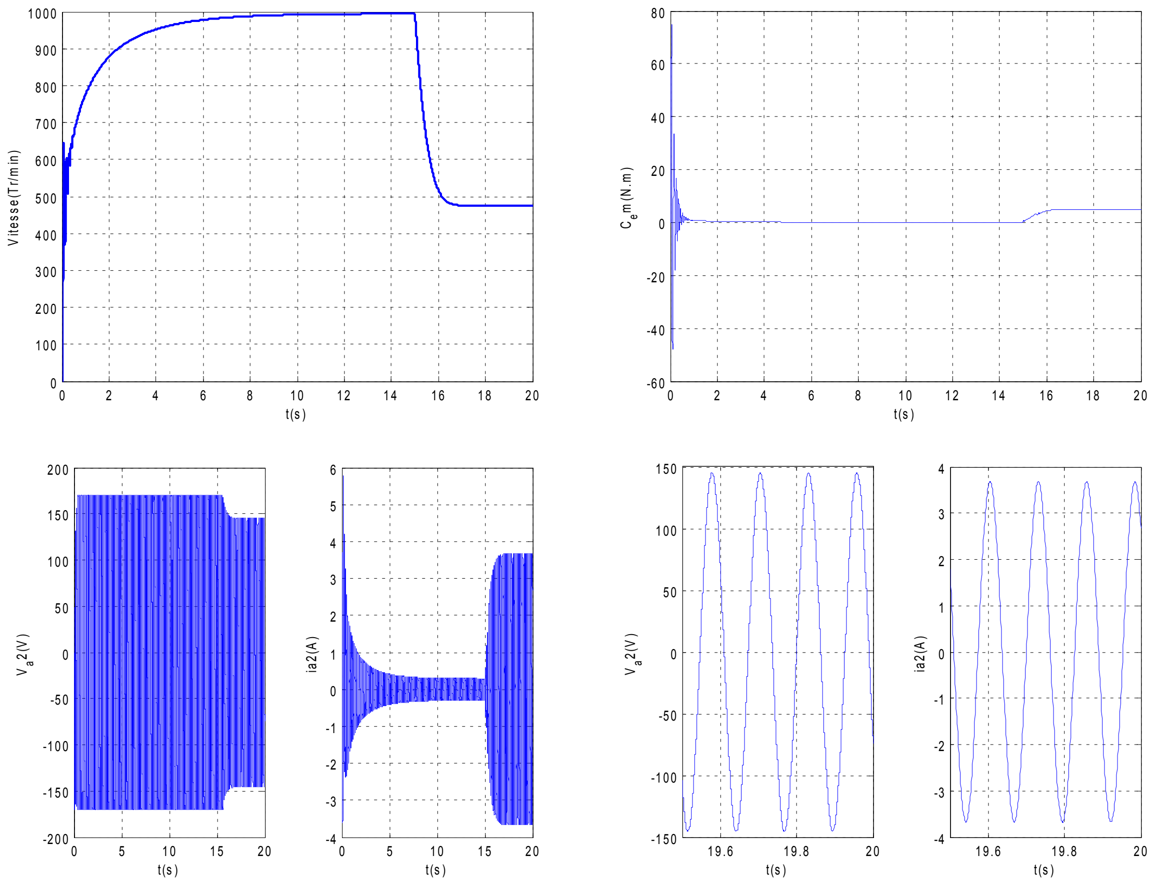

Figure 2.4 **:** Résultats de la simulation de la conduite de la MSDE avec un démarrage à vide et application d'une charge (C_r=5N.m) à t=15s

Lors de démarrage nous remarquons l'importance des courants statorique pour les deux alimentations, qui peuvent être à l'origine de la destruction de la machine par sur échauffement en cas de répétition excessive pendant le régime transitoire.

La machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage assez rapide, le couple électromagnétique est stabilisé à une valeur qui compense les pertes par frottement lors du fonctionnement à vide.

L'application d'une charge nominale, (Cr = 5Nm) à l'instant t=15s, provoque une augmentation du couple, afin de compenser le couple de charge, et la vitesse chute à la moitié de la vitesse de la machine à vide ce qui veut dire qu'il y a un fort couplage entre le couple et la vitesse.

2.3. Structure générale de l'alimentation de la MSDE

Le convertisseur qui assure l'alimentation de la MSDE est constitué de trois étages, un redresseur connecté au réseau triphasé symétrique, et de fréquence constante, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et deux onduleurs qui permettent d'alimenter la machine par un système de tensions alternatives.

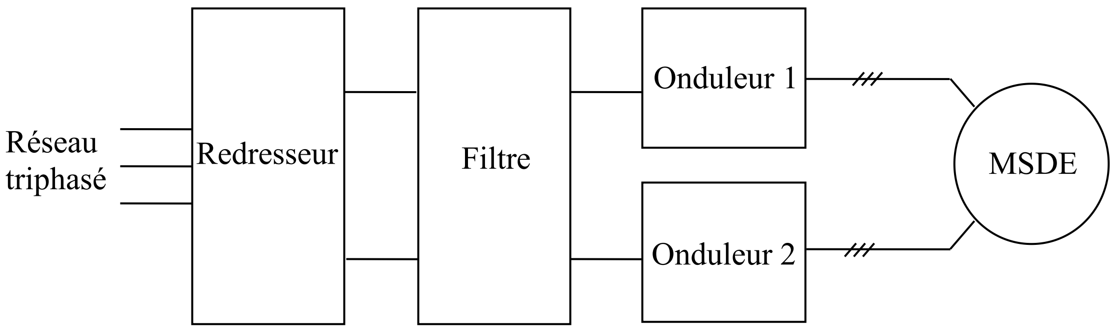

Figure 2.5: Schéma synoptique de la MSDE et de son alimentation.

2.4. Modélisation de l'onduleur

On a montré précédemment que les courants de circulation i_{zi} ne participent pas à la création du couple et que ces courants ne sont limités que par la résistance statorique et l'inductance de fuites. Pour éliminer les courants de circulation on doit alimenter la MSDE par deux systèmes de tensions sinusoïdales, et donc par des tensions v_{zi} nulles.

Les onduleurs multi-niveaux peuvent synthétiser des tensions de sortie proche de la sinusoïde avec un contenu harmonique réduit et d'augmenter la puissance par le biais de la génération de tensions plus élevées, au-delà de celles compatibles avec les tensions de blocage des dispositifs à semi-conducteurs.

Les tensions multi-niveaux sont obtenues soit par l'association série des onduleurs à deux niveaux soit par l'association de cellules de commutation [Had 01]. Les topologies les plus connues utilisant cette dernière association sont les onduleurs à structure NPC et les onduleurs multicellulaires.

Cette partie est consacrée à la modélisation des onduleurs multi-niveaux. On modélisera d'abord l'onduleur à deux niveaux, ensuite l'onduleur à trois niveaux à structure NPC.

Afin de simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur multi-niveaux, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé.

2.4.1. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux

L'onduleur de tension triphasé à deux niveaux est composé de trois bras, chaque bras est constitué de deux pairs transistors-diodes. Figure (2.6).

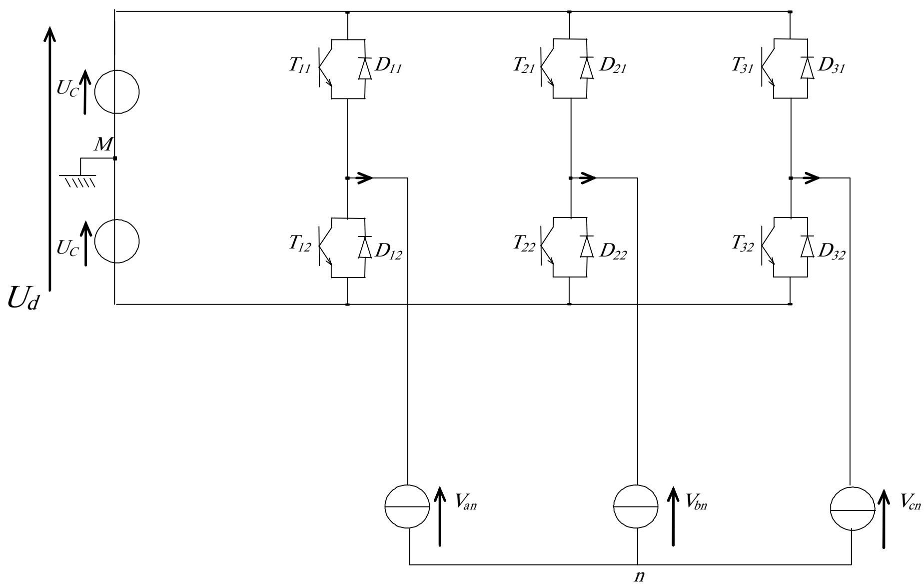

Figure 2.6: Onduleur triphasé à deux niveaux

En tenant compte des hypothèses simplificatrices, chaque paire transistor-diode sera représentée par un seul interrupteur bidirectionnel. Ainsi la structure générale de l'onduleur à deux niveaux est représentée par la figure 2.7.

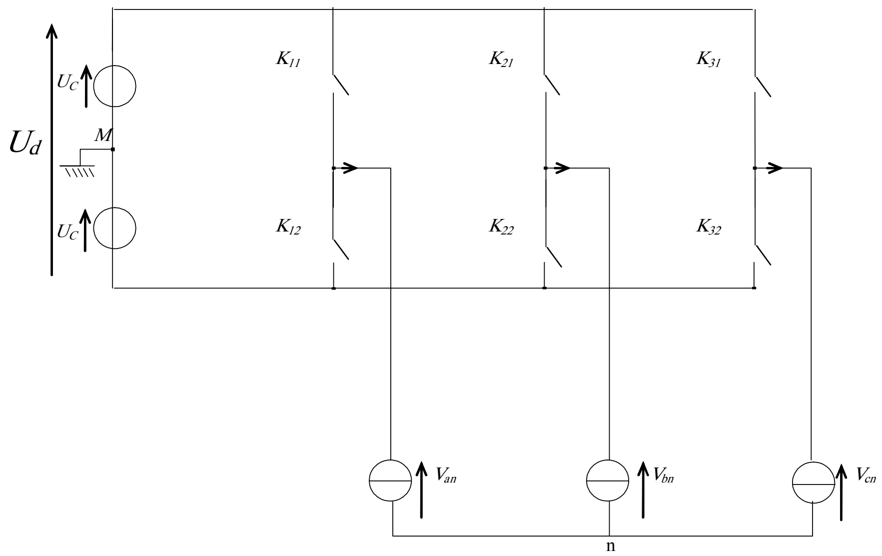

Figure 2.7 : Représentation de l'onduleur avec des interrupteurs

Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K_{ij} doivent être contrôlé de manière complémentaire. Ainsi l'état des interrupteurs est représenté par trois grandeurs booléennes de commande S_k (k = a,b et c), telle que :

- $S_k = 1$ si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert. ($V_{kM} = U_C$)
- $S_k = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé. ($V_{kM} = -U_C$)

Les tensions simples aux bornes de la machine sont données par:

$$\begin{cases} V_{an} = V_{aM} - V_{nM} \\ V_{bn} = V_{bM} - V_{nM} \\ V_{cn} = V_{cM} - V_{nM} \end{cases} \tag{2.14}$$

En admettant que les tenions de phases sont équilibrées :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \tag{2.15}$$

On aura donc :

$$V_{nM} = \frac{1}{3}(V_{aM} + V_{bM} + V_{cM}) \tag{2.16}$$

De (II.1) et (II.3) les tensions simples s'écrivent :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3}\begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} . \begin{pmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{pmatrix} \tag{2.17}$$

Les tensions simples de la machine par rapport au point M sont :

$$V_{kM} = S_k U_d - \frac{U_d}{2} \tag{2.18}$$

On trouve donc les tensions simples appliquées à la machine en fonction de la tension d'entrée de l'onduleur Ud et les grandeurs booléennes de commande S_k.

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3}\begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} . \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} . U_d \tag{2.19}$$

Les tensions à la sortie de l'onduleur peuvent être représenter par un seul vecteur tension V_s donné par :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{an} + aV_{bn} + a^2 V_{cn}) \quad U_d \tag{2.20}$$

Avec $a = e^{j.2\pi/3}$

En remplaçant les tensions simples par leurs expressions on obtient :

(2.21)

2.4.2. Stratégie de commande de l'association onduleur deux niveaux- MSDE

Plusieurs études sont faites sur les stratégies de commandes des onduleurs de tension à deux niveaux. Afin de générer une source de tension la plus sinusoïde possible, on a commandé l'onduleur à deux niveaux par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale. Le principe de cette stratégie repose sur la comparaison d'une ou plusieurs porteuses triangulaires ou en dent de scie et d'une modulante. La modulante est l'image de la grandeur électrique à contrôler. La fréquence de la porteuse f_p est beaucoup plus élevée que celle de la modulante f. Le rapport entre les deux fréquences est un paramètre essentiel de la qualité spectrale des grandeurs électriques à contrôler. Dans notre étude, la MSDE est alimentée par deux onduleurs de tension triphasés (figure 2.8).

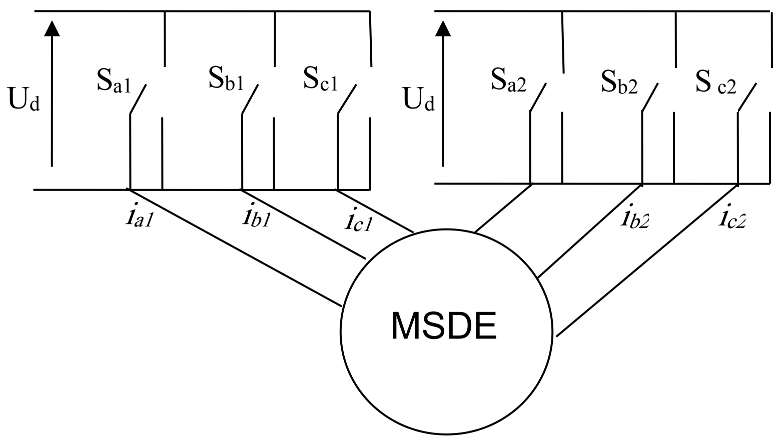

Figure 2.8: Alimentation de la MSDE par deux onduleurs triphasés

Les tensions de phase générées par les onduleurs sont données par:

- Les onduleurs à neutre non relié

$$\begin{pmatrix} V_{a1n} \\ V_{a2n} \\ V_{b1n} \\ V_{b2n} \\ V_{c1n} \\ V_{c2n} \end{pmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{pmatrix} \begin{matrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{matrix} & 0_{3\times 3} \\ 0_{3\times 3} & \begin{matrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{matrix} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_{a1} \\ S_{a2} \\ S_{b1} \\ S_{b2} \\ S_{c1} \\ S_{c2} \end{pmatrix}. \quad (2.22)$$

- Les onduleurs à neutre relié

$$\begin{pmatrix} V_{a1n} \\ V_{a2n} \\ V_{b1n} \\ V_{b2n} \\ V_{c1n} \\ V_{c2n} \end{pmatrix} = \frac{U_c}{6} \begin{pmatrix} 5 & -1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 5 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 5 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 5 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 5 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 5 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} S_{a1} \\ S_{a2} \\ S_{b1} \\ S_{b2} \\ S_{c1} \\ S_{c2} \end{pmatrix}. \quad (2.23)$$

L'algorithme de la commande triangulo-sinusoïdale pour un bras k_1 du premier onduleur et un bras k_2 du deuxième onduleur est le suivant :

S_{k1}= 1 si ($V_{ref,k1} >= V_{p1}$) ; S_{k1}= 0 si ($V_{ref,k1} < V_{p1}$). (2.24)

S_{k2}= 1 si ($V_{ref,k2} >= V_{p2}$) ; S_{k2}= 0 si ($V_{ref,k2} < V_{p2}$). (2.25)

Où : $V_{ref,k1} = V_m \sin(wt - i\, 2\pi/3)$ (2.26)

$V_{ref,k2} = V_m \sin(wt - i\,2\pi/3 - \gamma)$ (2.27)

$V_{p1}(V_{p2})$: signal de porteuse d'amplitude V_{pm} et de fréquence f_p. La porteuse la plus adaptée aux onduleurs à deux niveaux est la triangulaire bipolaire [Bou 09].

k = a, b, c.

i = 0, 1, 2.

La modulation est caractérisée par :

- L'indice de modulation m :

$$m = \frac{f_p}{f} \tag{2.28}$$

- Taux de modulation r :

$$r = \frac{V_m}{V_{pm}} \tag{2.29}$$

2.4.3. Résultats de simulation

Les figures (2.9.a), (2.10.a) et (2.11.a) présentent l'allure de la tension simple et de son spectre harmonique, le courant dans la phase a_1 et le couple électromagnétique de l'association onduleurs de tension-MSDE pour différentes valeurs de l'indice de modulation m. On remarque :

- L'absence des harmoniques pairs et ceux impairs de rang multiple de trois.
- Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse f_p.
- L'augmentation de la valeur de l'indice de modulation m permet de repousser les harmoniques les plus importants vers des fréquences élevées.

Sur les figures (2.9.b), (2.10.b) et (2.11.b) sont donnés les tensions harmoniques (v_{z1}, v_{z2}) et les courants de circulations (i_{z1}, i_{z2}) de la MSDE alimentée par deux onduleurs de tension triphasés commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale pour différentes valeurs de l'indice de modulation m. On observe que :

- L'amplitude maximale des tensions v_{z1}, v_{z2} est la même quelque soit la valeur de m, par contre la largeur des créneaux diminue quand m augmente.

- l'amplitude des courants de circulation i_{z1} et i_{z2} et les ondulations du couple et de courant de phase diminuent lorsque m augmente.

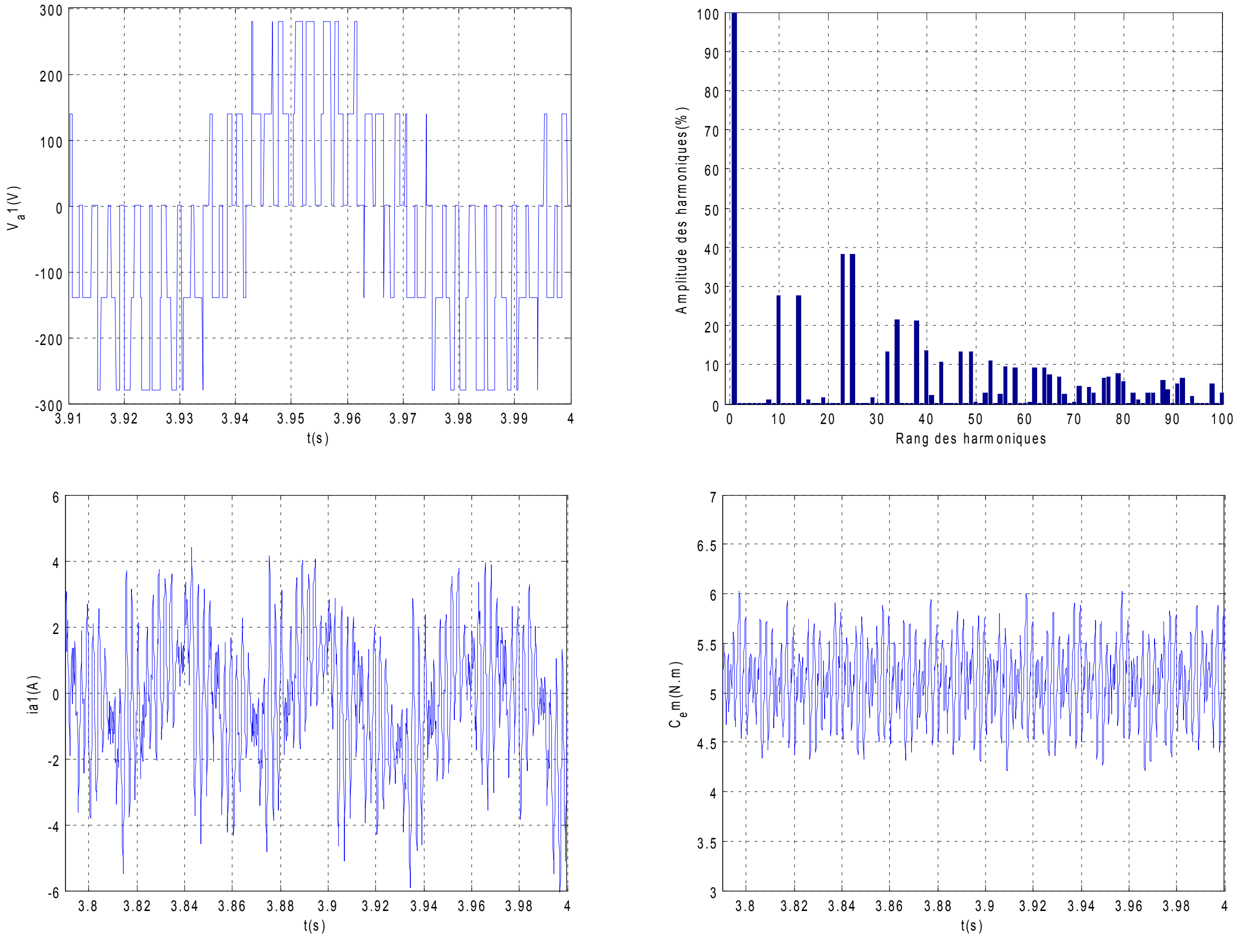

Figure 2.9.a : Tensions v_{a1}, courant de phase ia_1 et couple T_e de la MSDE pour m=12 ; C_r=5N.m.

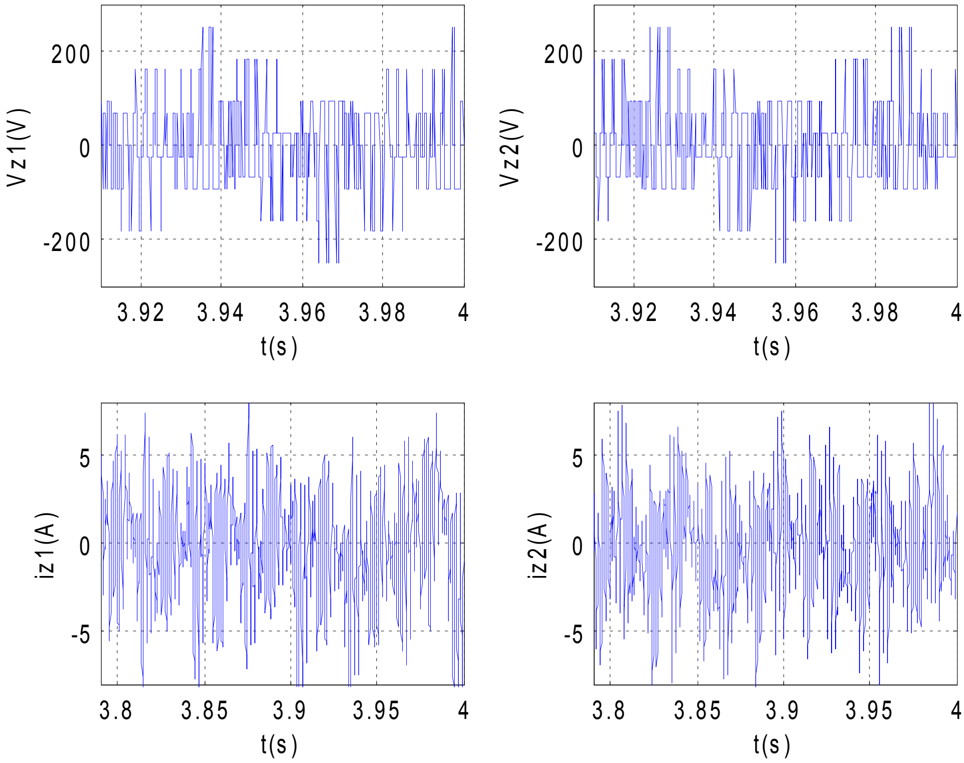

Figure 2.9.b : Tensions harmoniques (v_{z1}, v_{z2}) et courants de circulation (i_{z1} et i_{z2}) de la MSDE pour m=12 ; C_r=5N.m..

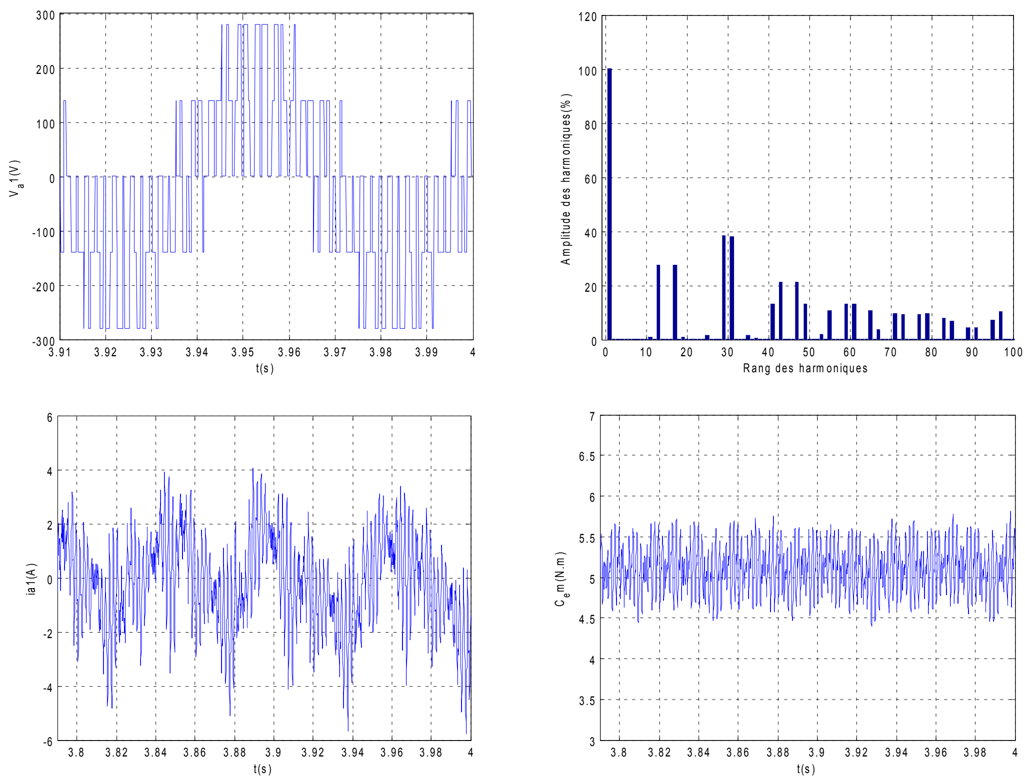

Figure 2.10.a : Tensions v_{a1}, courant de phase ia_1 et couple T_e de la MSDE pour m=15 ; C_r=5N.m..

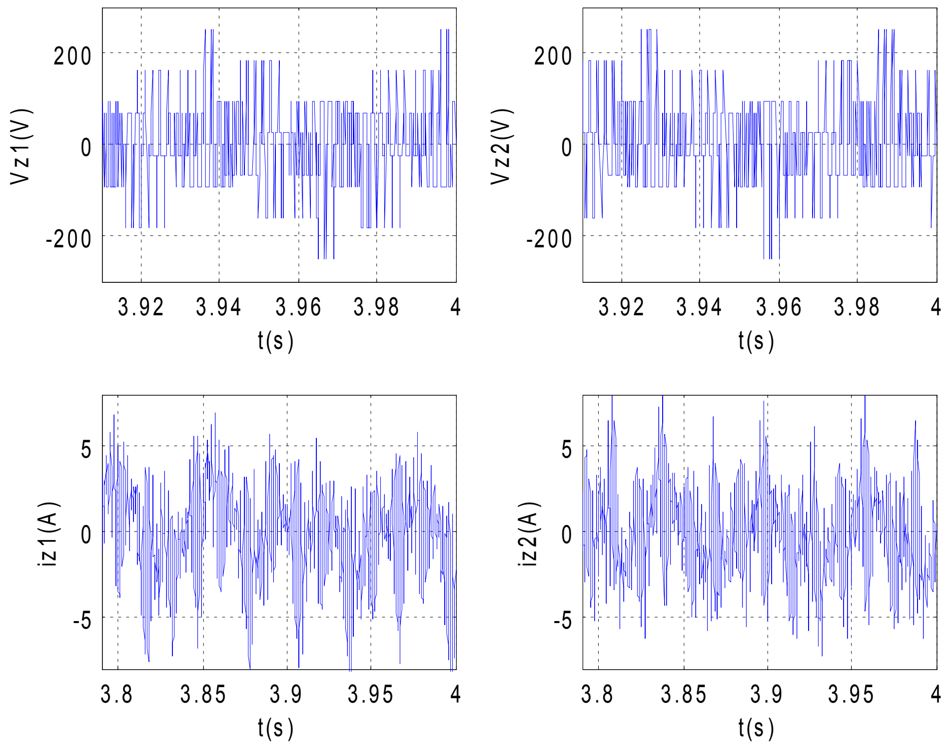

Figure 2.10.b : Tensions harmoniques (v_{z1} , v_{z2}) et courants de circulation (i_{z1} et i_{z2}) de la MSDE pour m=15 ; C_r=5N.m..

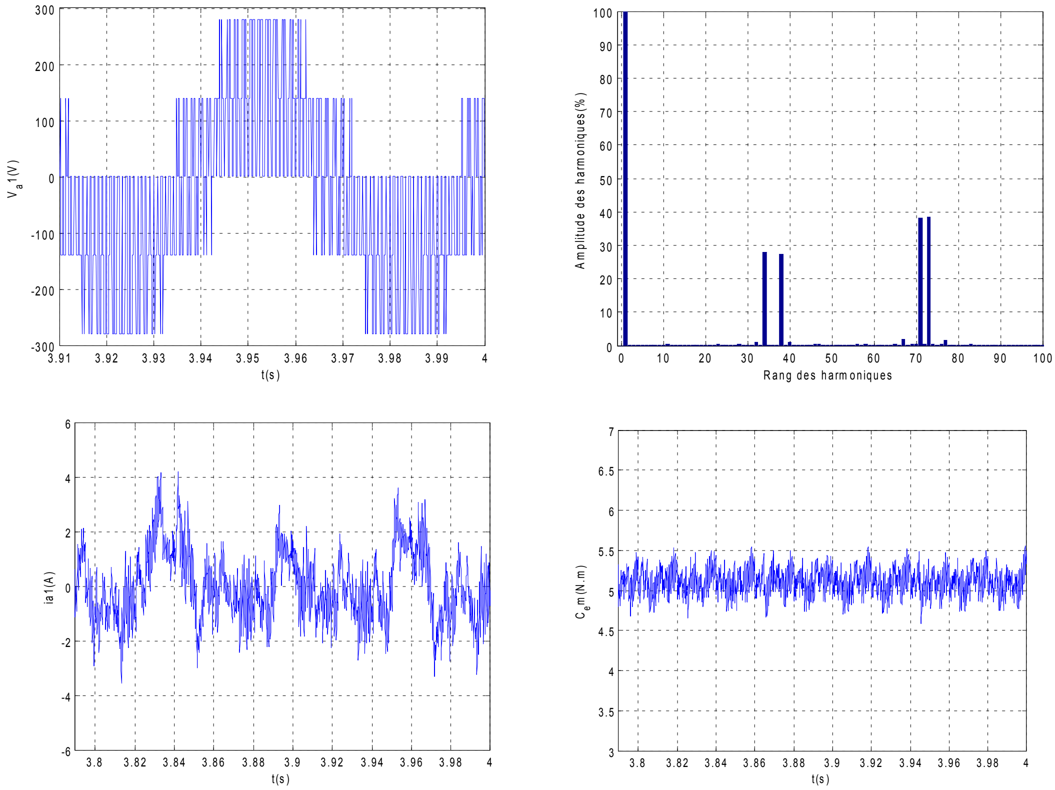

Figure 2.11.a : Tensions v_{a1}, courant de phase ia_1 et couple T_e de la MSDE m=36 ; C_r=5N.m.

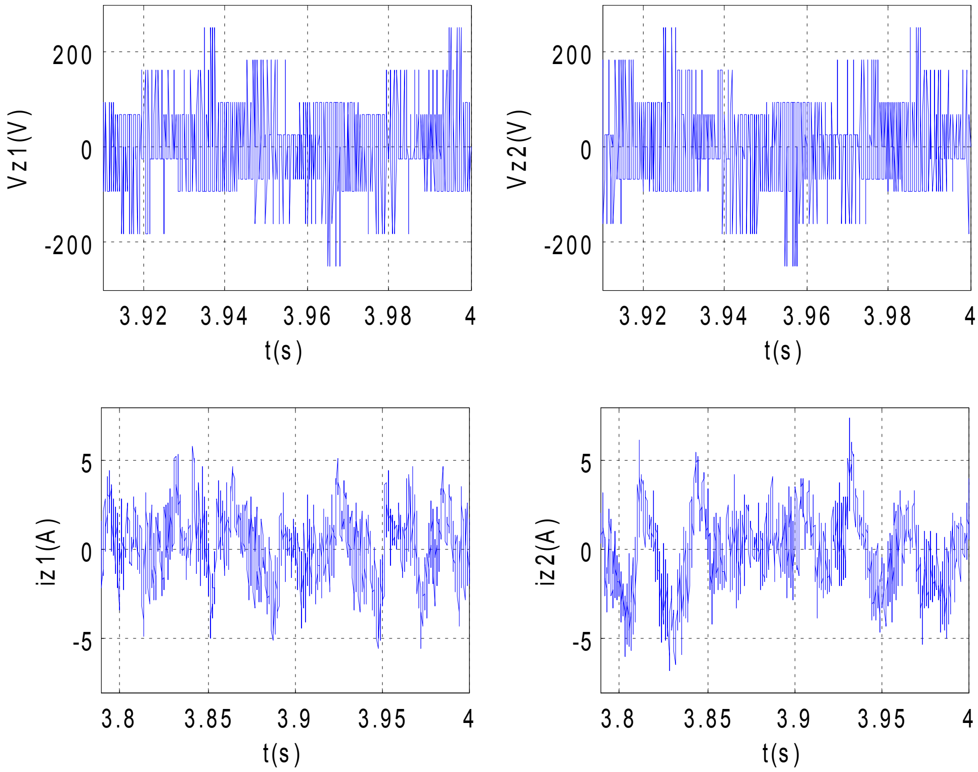

Figure 2.11.b : Tensions harmoniques (v_{z1} , v_{z2}) et courants de circulation (i_{z1} et i_{z2}) de la MSDE pour m=36 ; C_r=5N.m.

2.4.4. Modélisation de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

La structure générale de l’onduleur de tension en pont triphasé de type NPC à trois niveaux est représentée par la figure (2.12). L’onduleur est composé de trois bras, chaque bras est constitué de quatre pairs transistors-diodes qui sont montés en tête bêche et de deux diodes médianes permettant d’avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l’onduleur. Le point milieu de chaque bras est relié au point milieu de la source continue.

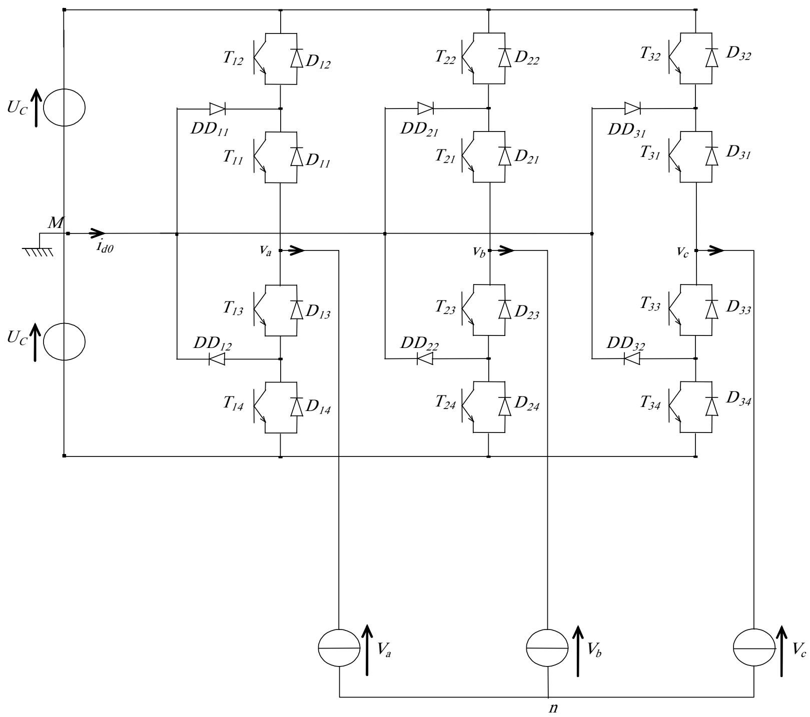

Figure 2.12 : Schéma générale de l'onduleur triphasé à trois niveau à structure NPC

Par la combinaison des quatre interrupteurs d'un même bras, on obtient 24 séquences possibles. Seules cinq séquences sont fonctionnelles, les autres provoquent soient des courts-circuits des sources de tension continue, soient la déconnexion de la charge.

Les séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur sont représentées par la figure (2.13)

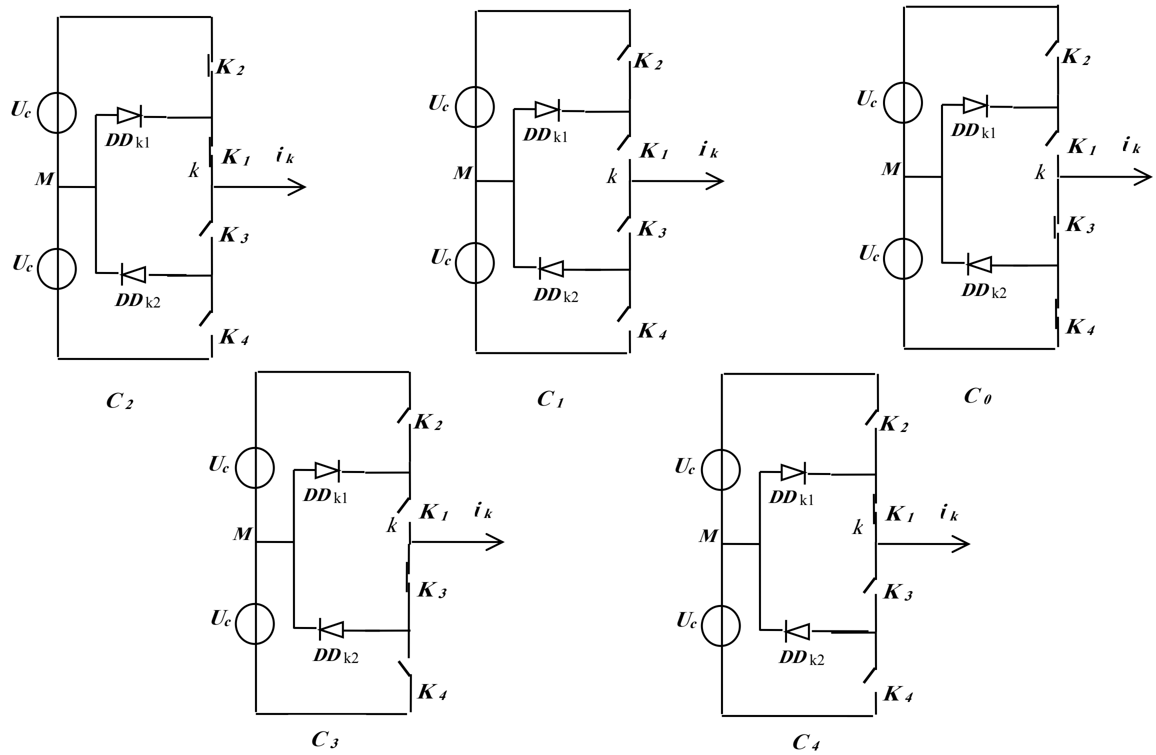

Figure 2.13 : Séquences fonctionnelles d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Un bras (k) de l'onduleur à trois niveaux peut être représenté par un interrupteur (S_k) à trois états :

- S_k= -1 pour la configuration C_0; V_{kM}= -U_c

- S_k= 0 pour la configuration C_1,C_3,C_4; V_{kM}= 0.

- S_k= 1 pour la configuration C_2; V_{kM}= U_c

La commande des interrupteurs et les tensions à la sortie d'un bras k de l'onduleur sont données par le tableau (2.1).

Configuration	K_1	K_2	K_3	K_4	S_k	Tension à la sortie d'un bras k par rapport au point milieu M
C_0	0	0	1	1	-1	$V_{kM} = -U_c$
C_1	0	0	0	0	0	$V_{kM} = 0$
C_2	1	1	0	0	1	$V_{kM} = U_c$
C_3	0	0	1	0	0	$V_{kM} = 0$
C_4	1	0	0	0	0	$V_{kM} = 0$

Tableau 2.1 : Grandeurs électriques d'un bras k de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Les tensions à la sortie de l'onduleur par rapport au point (n) sont:

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3}\begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} . \begin{pmatrix} V_{aM} \\ V_{bM} \\ V_{cM} \end{pmatrix} \tag{2.30}$$

Comme : $V_{kM} = S_k\, U_c$ (2.31)

Et en remplaçant les tensions V_{kM} par leurs expressions dans l'équation 2.30 les tensions simples appliquées à la machine deviennent :

$$\begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} = \frac{U_c}{3}\begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} . \begin{pmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{pmatrix} . \tag{2.32}$$

Le vecteur tension V_s en fonction des séquences S_k et la source continue U_c est :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{an} + aV_{bn} + a^2 V_{cn}) = \sqrt{\frac{2}{3}}(S_a + aS_b + a^2 S_c)U_c \tag{2.33}$$

Les relations précédentes montrent qu'il existe vingt-sept (3^3 =27) combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux. Ces combinaisons permettent de donner dix-neuf valeurs différentes au vecteur tension Vs.

2.4.5. Commande de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires

Dans cette stratégie, on utilise deux porteuses triangulaires bipolaires identiques et décalées d'une demi-période de hachage l'un de l'autre. L'algorithme de commande pour un bras k est le suivant :

$$C_1 = \begin{cases} V_{ref,k} < U_{p1} \\ et \\ V_{ref,k} < U_{p2} \end{cases} \Rightarrow V_{kM} = -U_c \tag{2.34}$$

$$C_2 = \begin{cases} V_{ref,k} \geq U_{p1} \\ et \\ V_{ref,k} \geq U_{p2} \end{cases} \Rightarrow V_{kM} = U_c \tag{2.35}$$

$$C_3 = \overline{C_1} \ et \ \overline{C_2} \Rightarrow V_{kM} = 0 \tag{2.36}$$

La figure (2.14) montre les tensions de référence et les deux porteuses bipolaires.

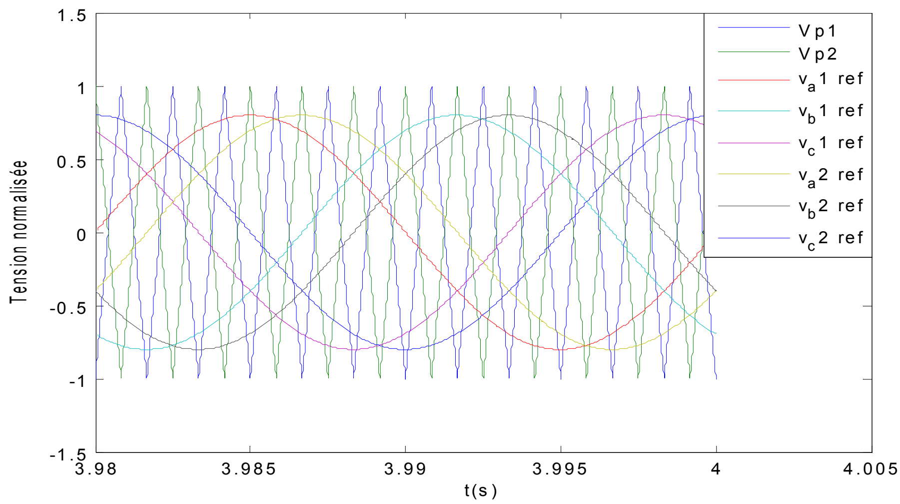

Figure 2.14 : Différentes tensions de références et les deux porteuses bipolaires

2.4.6. Résultats de simulation

Les figures (2.15) et (2.16) présentent les performances de l'association onduleurs de tension triphasés à trois niveaux à structure NPC commandés par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuses bipolaires-MSDE pour m=36.

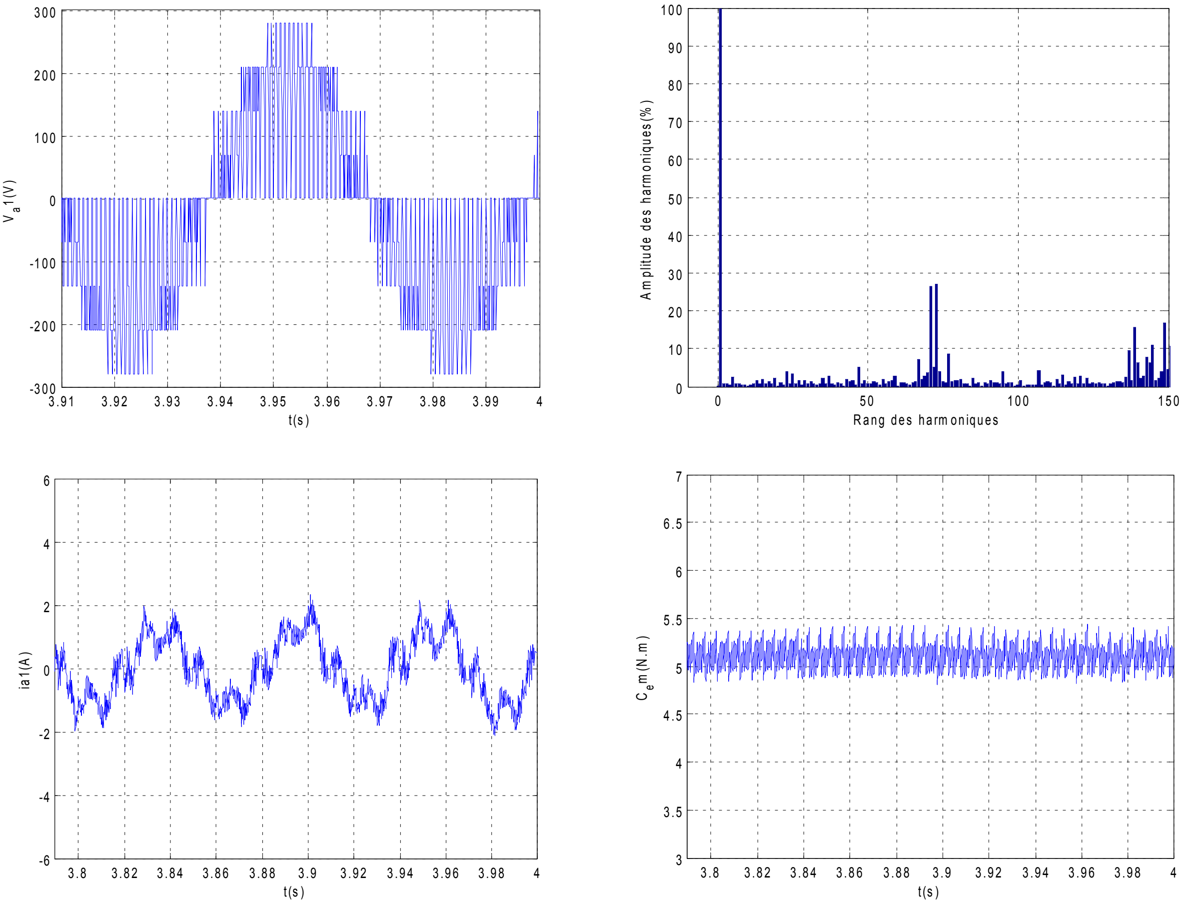

Figure 2.15 : Tensions v_{a1}, courant de phase ia_1 et couple T_e de la MSDE pour m=36 ; C_r=5N.m.

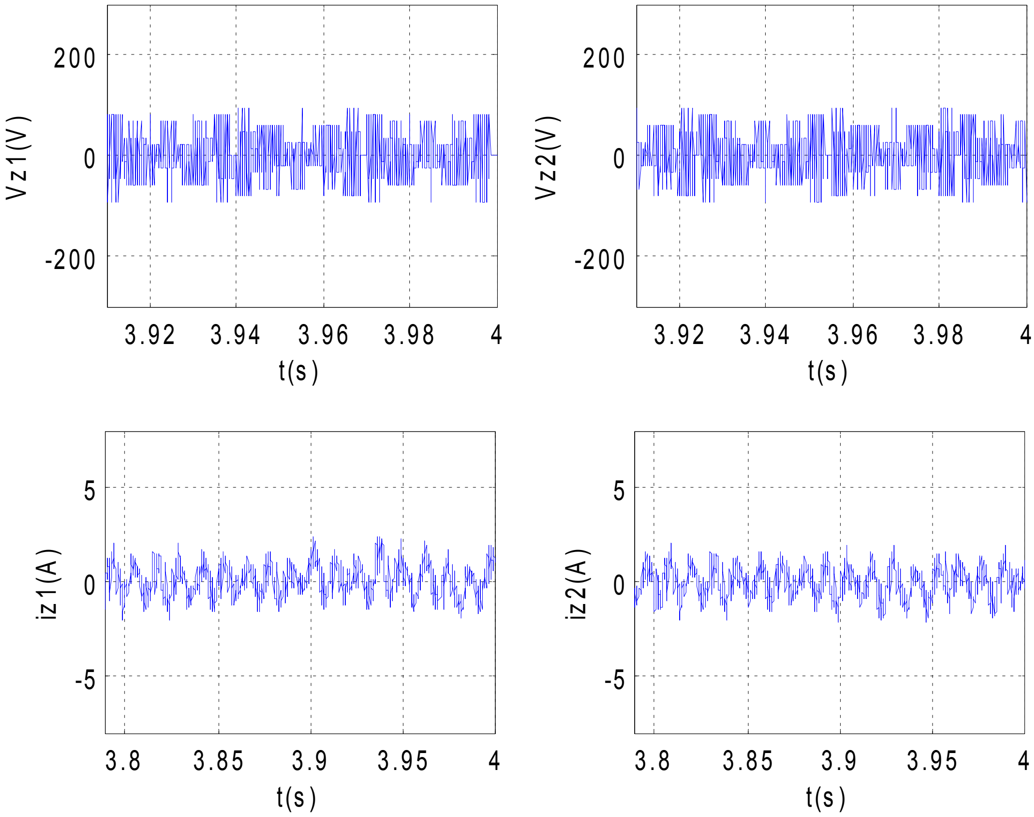

Figure 2.16 Tensions harmoniques (v_{z1}, v_{z2}) et courants de circulation (i_{z1} et i_{z2}) de la MSDE pour m=36 ; C_r=5N.m.

On remarque que :

- Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour de fréquences multiples de $2f_p$

- Dans ce cas par rapport à la figure (2.11.b), l'amplitude maximale des tensions harmoniques v_{z1} et v_{z2} est nettement réduite ainsi que les courants de circulation i_{z1} et i_{z2}.

- L'amplitude des courants de circulation et les ondulations du couple diminuent lorsque le niveau de tension augmente.

2.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la modélisation de la MSDE dans une base orthonormée. Le choix de cette base est caractérisé par une méthode simple de modélisation, le modèle obtenu est découplé en vue de la commande de la MSDE. Par la suite, nous avons étudié l'alimentation de la MSDE par deux onduleur à 2 niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale pour différentes valeurs de la période de découpage (la période de la porteuse). Ensuite, nous avons remplacé les onduleurs à deux niveaux par deux onduleurs à 3 niveaux à structure NPC. De cette étude, nous en avons déduit que l'amplitude des courants de circulation et les ondulations du couple diminuent lorsque le niveau des onduleurs augmente.

Chapitre 3
Commande Vectorielle/Backstepping de la MSDE

3.1. Introduction

Parmi tous les types de machines électriques, la machine qui répond le mieux aux exigences liées aux systèmes d’actionnement est la machine à courant continu. Dans ce type de machines, le courant d’induit qui produit le couple et le courant d’induction qui engendre le flux, sont physiquement distincts.

Le modèle de la MSDE correspond à un système multi-variable. Le contrôle permanent de la vitesse, de la position et du couple de ce moteur, demande le contrôle simultané de plusieurs variables. En effet, la distinction entre le courant producteur du couple et celui producteur du flux n’est pas aussi évidente que dans le cas d’une machine à courant continu.

Afin d’obtenir les performances souhaitées, la stratégie de commande des machines à courant alternatif consiste souvent à rendre le comportement électromécanique similaire à celui d’une machine à courant continu. Cette similitude est réalisée par l’emploi de la commande par orientation du flux.

Les lois de commande classiques, par PI ou PID par exemple, quoique encore très utilisées, peuvent s'avérer insuffisantes ou peu adaptées. Dans ce contexte, on proposera l'utilisation de la technique du Backstepping, qui est une méthode de commande récursive et représentant un outil pour l'étude de la stabilité dynamique.

Dans ce chapitre sera présentée l’application de l’approche du Backstepping à la commande de la MSDE basée sur le principe de l’orientation du flux.

3.2. Principe de la commande vectorielle à courant i_d nul

La commande par orientation du flux est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle de moteur électrique, à savoir la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant placé dans un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ. Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force sera maximale pour les intensités du courant et du champ donnés quand le vecteur courant sera perpendiculaire au vecteur champ. Appliquée aux moteurs électriques, cette propriété est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimal les vecteurs courant et les vecteurs flux résultants. Si le principe est naturellement appliqué pour les MCC, ce n'est pas le cas pour les machines à courant alternatif, par conséquent le contrôle pour le flux orienté des machines alternative est une commande par orientation des deux grandeurs.

Le principe d'orientation du flux a été proposé par BALSCHKE au début des années 70.Il ramène le comportement de la machine synchrone à celui d'une MCC. Il consiste à placer le repère (d, q) tel que l'axe **d** coïncide avec le flux orienté [Bou 97].

Le but est d'éliminer le problème de couplage entre l'induit et l'inducteur en dissociant le courant statorique en deux composantes en quadrature. Par conséquent l'expression du couple montre que pour le contrôler il faut contrôler les courants i_d, et i_q.

Dans la machine synchrone à pôle lisse ($L_d = L_q$), le couple est maximal pour une valeur de i_d nul, tandis que dans le machine à pôle saillant le couple est maximal pour une valeur optimal de i_d. Ceci permet de se ramener à des fonctionnements comparables à ceux d'une MCC à excitation séparée.

Le couple électromagnétique de la MCC :

$$T_e = K_f . I_f . I_a \tag{3.1}$$

Le couple électromagnétique de la MSDE :

$$T_e = P\left(M_d\, i_f i_q + (L_d - L_q)\, i_q i_d\right) \tag{3.2}$$

Il est claire que le couple électromagnétique dépend que des grandeurs i_d et i_q, c'est-à-dire notre modèle est similaire à une machine synchrone triphasée, alors si on choisit v_q, v_d de telle sorte que le courant i_d soit nul l'expression (3.2) devient :

$$T_e = PM_d\, i_f i_q \tag{3.4}$$

Après ce choix, on obtient un modèle où le couple électromagnétique T_e est commandé seulement par la composante i_q.

Les courants i_{z1} et i_{z2} représentent les courants de circulations entre les deux étoiles. Par conséquent ils sont imposés à zéro. Les courants i_{z3} et i_{z4} représentent les courants homopolaires et quasi homopolaire de la machine, ils sont naturellement nuls.

3.3. Modèle de la MSDE dans le repère (d-q)

L'équation mécanique générale s'écrit :

$$J\frac{d}{dt}w + f_c w = P(T_e - C_r) \tag{3.5}$$

D'après les équations (2.12), (2.13) et (3.5) le modèle de la MSDE peut être réécrit comme suit:

$$\begin{cases} \dfrac{di_d}{dt} = \dfrac{1}{L_d}(v_d - R_s i_d + pwL_q i_q) \\ \dfrac{di_q}{dt} = \dfrac{1}{Lq}(v_q - R_s i_q - pwL_d i_d - \psi_r pw) \\ \dfrac{dw}{dt} = \dfrac{1}{J}\left[(p\psi_r i_q + p(L_d - L_q)i_q i_d - C_r - f_c w\right] \end{cases} \tag{3.6}$$

$$Avec: \psi_r = M_d . i_f$$

3.4. Commande par Backstepping de la MSDE

La recherche sur le développement des techniques de commande de la MSDE s'est multipliée dans ces dernières décennies. L'application de la technique du Backstepping à la commande de la MSDE consiste à établir une loi de commande de la machine via une fonction de Lyapunov choisie, garantissant la stabilité globale du système. Elle présente une bonne poursuite des références.

La technique du Backstepping a été développée par Kanellakopouos au début des annees'90 et inspirée par les travaux de Feurer et Morse (1978) d'une part et Tsinias (1989) et Kokotović et Sussmann (1989). Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur, pour des systèmes non linéaires. L'avantage principal de cette méthode est de garantir la stabilité du couple contrôleur-procédé.

3.4.1. Notions de base

Dans cette partie on présente quelques notions de base nécessaires à la compréhension de la théorie du Backstepping.

1. Equilibre

Physiquement, un système est en équilibre lorsqu'il conserve son état en absence de forces externes. Mathématiquement, cela équivaut à dire que la dérivée $\dot{x}$ de son vecteur d'état est nulle. Pour un système autonome décrit par :

$$\dot{x} = f(x) \tag{3.7}$$

L'état (ou les états) d'équilibre x_e, est la solution (sont les solutions) de l'équation algébrique

$$f(x) = 0 \tag{3.8}$$

2. Stabilité

De façon générale, on dit qu'un système est stable si, déplacé de sa position d'équilibre, il tend à y revenir ; instable, s'il tend à s'en écarter d'avantage.

Définition 1

Un état d'équilibre x_e du système (3.7) est stable, dans le sens de Lyapunov, si pour tout nombre réel ε > 0, il existe un nombre réel δ(ε) > 0 tel que :

$$\|x(t_0) - x_e\| < \delta \Rightarrow \|x(t) - x_e\| < \varepsilon \tag{3.9}$$

Dans le cas contraire l'équilibre est instable

Définition 2

Le point d'équilibre x_e est asymptotiquement stable si :

- il est stable
- il existe un nombre réel δ(ε) > 0 tel que

$$\|x(t_0) - x_e\| < \delta \quad \text{alors} \quad \lim_{t \to \infty} \|x(t) - x_e\| \to 0 \tag{3.10}$$

Définition 3

Le point d'équilibre x_e est exponentiellement stable s'il existe deux scalaires strictement positifs k et α tels que :

$$\forall \ t \geq 0, \quad \|x(t) - x_e\| < k\|x(t_0) - x_e\| e^{-\alpha t} \tag{3.11}$$

Définition 4

Si un système est stable asymptotiquement (exponentiellement) pour n'importe quelle condition initiale, alors le point d'équilibre x_e est globalement asymptotiquement (exponentiellement) stable.

Définition 5

Une fonction $V(x)$ est dite localement définie positive si :

- $V(0) = 0$
- $\exists \ \rho > 0, \quad tel\ que \ V(x) > 0, \forall \ x \neq 0, x \in B(\rho)$ (3.12)

Avec $B(\rho) = \{x; \|x\| \leq \rho\}$

Définition 6

_Une fonction $V(x)$ est dite globalement définie positive ou définie positive si :

- $V(0) = 0$
- $V(x) > 0, \ \forall \ x \neq 0.$ (3.13)

Définition 7

_- Une fonction $V(x)$ est dite définie négative si $-V(x)$ est définie positive.
- Une fonction $V(x)$ est dite semi-définie positive si $V(0) = 0$ et $V(x) \geq 0, \ \forall \ x \neq 0.$
- Une fonction $V(x)$ est dite semi-définie négative si $-V(x)$ est semi-définie positive.

3.4.2. Méthode de Lyapunov

Cette méthode est basée sur le concept d'énergie dans un système. Pour un système physique, l'énergie est une fonction définie positive de son état. Dans un système conservatif, l'énergie reste constante; pour un système dissipatif, elle décroît. Pour ces deux cas, le système est stable. Si l'énergie croît, le système est instable. L'idée de cette méthode est d'analyser la stabilité du système, sans avoir à résoudre explicitement les équations différentielles non linéaires le régissant. Il suffit simplement d'étudier les variations (signe de la dérivée) de l'énergie (ou une fonction qui lui est équivalente) le long de la trajectoire du système.

Théorème 1

- Si le système linéarisé est asymptotiquement stable alors le point d'équilibre du système non-linéaire est asymptotiquement stable.

- Si le système linéarisé est instable alors le point d'équilibre du système non-linéaire est instable.
- Si le système linéarisé est en limite de stabilité alors on ne peut rien conclure sur la stabilité du système non-linéaire.

Théorème 2

Si dans un domaine $B(\rho)$ il existe une fonction scalaire *V(x),* dont les dérivées partielles d'ordre un sont continues, et telle que
- *V(x)* est définie positive dans $B(\rho)$
- $\dot{V}(x)$ est semi-définie négative dans $B(\rho)$

Alors le point d'équilibre est stable. Si $\dot{V}(x)$ est localement définie négative dans $B(\rho)$, alors le point d'équilibre est stable asymptotiquement.

Théorème 3

S' il existe une fonction scalaire *V(x),* dont les dérivées partielles d'ordre un sont continues, et telle que
- *V(x)* est définie positive
- $\dot{V}(x)$ est définie négative
- $\lim\limits_{\|x\|\to\infty} V(x) \to \infty$

Alors le point d'équilibre est globalement asymptotiquement stable.

3.4.3. Synthèse de la loi de commande

La méthode du backstepping permet de construire une loi de commande qui garantit, en tout temps, la stabilité du système à régler. En effet, le procédé est décomposé en sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Pour chacune de ces parties on cherche une commande, à l'aide d'une fonction de Lyapunov, qui permet de stabiliser le sous-système. L'ordre du sous-système est ensuite augmenté et le développement précédent est recommencé. A la dernière étape, la loi de commande est trouvée. Celle-ci permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé.

Afin d'illustrer le principe de la backstepping considérons le système non linéaire suivant :

$$\begin{aligned}
\dot{x}_1 &= x_2 \\
\dot{x}_2 &= x_3 \\
&\vdots \\
\dot{x}_i &= x_{i+1} \\
&\vdots \\
\dot{x}_n &= f_n(x_1, x_2, \cdots, x_n) + u(t) \\
y &= x_1
\end{aligned} \tag{3.14}$$

Etape1

L'état x_2 est pris comme une commande pour le premier sous système afin que x_1 puisse suivre une trajectoire de référence y_r. Si on considère la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_1^2 \tag{3.15}$$

Avec :

$$e_1 = x_1 - y_r \tag{3.16}$$

Sa dérivée s'écrit :

$$\dot{V}_1 = e_1 \dot{e}_1 = e_1 (x_2 - \dot{y}_r) \tag{3.17}$$

Afin que la dérivée de la fonction de Lyapunov soit toujours négative, il faut que la valeur désirée de la commande virtuelle x_2 soit égale à :

$$\alpha_1 = x_{2d} = -k_1 e_1 + \dot{y}_r \tag{3.18}$$

Où k_1 est un paramètre de réglage positif.

Etape2

En choisissant l'état x_3 comme une commande virtuelle pour le deuxième sous système, la nouvelle variable erreur est donc donnée par :

$$\begin{aligned}
e_2 &= x_2 - \alpha_1 \\
&= x_2 + k_1 e_1 - \dot{y}_r
\end{aligned} \tag{3.19}$$

La fonction de Lyapunov est augmentée d'un autre terme qui prend en considération l'erreur possible sur x_2. La fonction candidate suivante est posée :

$$V_2 = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \tag{3.20}$$

Comme

$$\begin{aligned}\dot{e}_1 &= x_2 - \dot{y}_r \\ &= e_2 - k_1 e_1\end{aligned} \tag{3.21}$$

La dérivée de l'équation (IV.16) est :

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &= -k_1 e_1^2 + e_2\left[e_1 + \dot{x}_2 - \dot{\alpha}_1\right] \\ &= -k_1 e_1^2 + e_2\left[\left(1 - k_1^2\right)e_1 + k_1 e_2 + x_3 - \ddot{y}_r\right]\end{aligned} \tag{3.22}$$

Pour que $\dot{V}_2$ soit négative, il faut que :

$$\left[\left(1 - k_1^2\right)e_1 + k_1 e_2 + x_3 - \ddot{y}_r\right] = -k_2 e_2 \tag{3.23}$$

Où k_2 est un paramètre de réglage positif.

A partir de l'équation (IV.19) La commande virtuelle est :

$$\alpha_2 = x_{3d} = \left(k_1^2 - 1\right)e_1 - \left(k_1 + k_2\right)e_2 + \ddot{y}_r \tag{3.24}$$

Etape *i*: Prenons

$$e_i = x_i - \alpha_{i-1} \tag{3.25}$$

Et choisissant

$$V_i = \frac{1}{2}\sum_{j=1}^{i} e_j^2 \tag{3.26}$$

Les dérivées de l'erreur et de la fonction de Lyapunov s'écrivent comme suit :

$$\dot{e}_{i-1} = e_i - k_{i-1}e_{i-1} - e_{i-2} \tag{3.27}$$

$$\dot{V}_i = -\sum_{j=1}^{i-1} k_j e_j^2 + e_i\left[e_{i-1} + \dot{x}_i - \dot{\alpha}_{i-1}\right] \tag{3.28}$$

La valeur de la commande virtuelle qui rend l'équation (IV.24) négative est :

$$\alpha_i = x_{id} = -k_i e_i - e_{i-1} + \dot{\alpha}_{i-1} \tag{3.29}$$

Etape *n*: Définissant

$$e_n = x_n - \alpha_{n-1} \tag{3.30}$$

Et

$$V_n = \frac{1}{2}\sum_{j=1}^{n} e_j^2 \tag{3.31}$$

Il s'en suit que :

$$\dot{e}_{n-1} = e_n - k_{n-1}e_{n-1} - e_{n-2} \tag{3.32}$$

$$\dot{V}_n = -\sum_{j=1}^{n-1} k_j e_j^2 + e_n\left[e_{n-1} + \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1}\right] \tag{3.33}$$

Afin que $\dot{V}_n$ soit négative, il faut que :

$$\left[e_{n-1} + \dot{x}_n - \dot{\alpha}_{n-1}\right] = -k_n e_n \tag{3.34}$$

Remplaçant $\dot{x}_n$ par son expression, on obtient la commande finale $u(t)$ suivante :

$$u(t) = -k_n e_n - e_{n-1} - f_n(x_1, x_2 \cdots x_n) + \dot{\alpha}_{n-1} \tag{3.35}$$

3.5. Application à la commande de la MSDE

L'objectif de la commande Backstepping-vectorielle proposée est d'élaborer une loi de commande qui assure le découplage entre le flux et le couple et qui force la vitesse de la MSDE à suivre sa référence. La loi de commande est conçue en utilisant la méthodologie Backstepping.

La figure 3.1 montre le schéma de principe du régulateur Vectoriel / Backstepping appliqué à la MSDE.

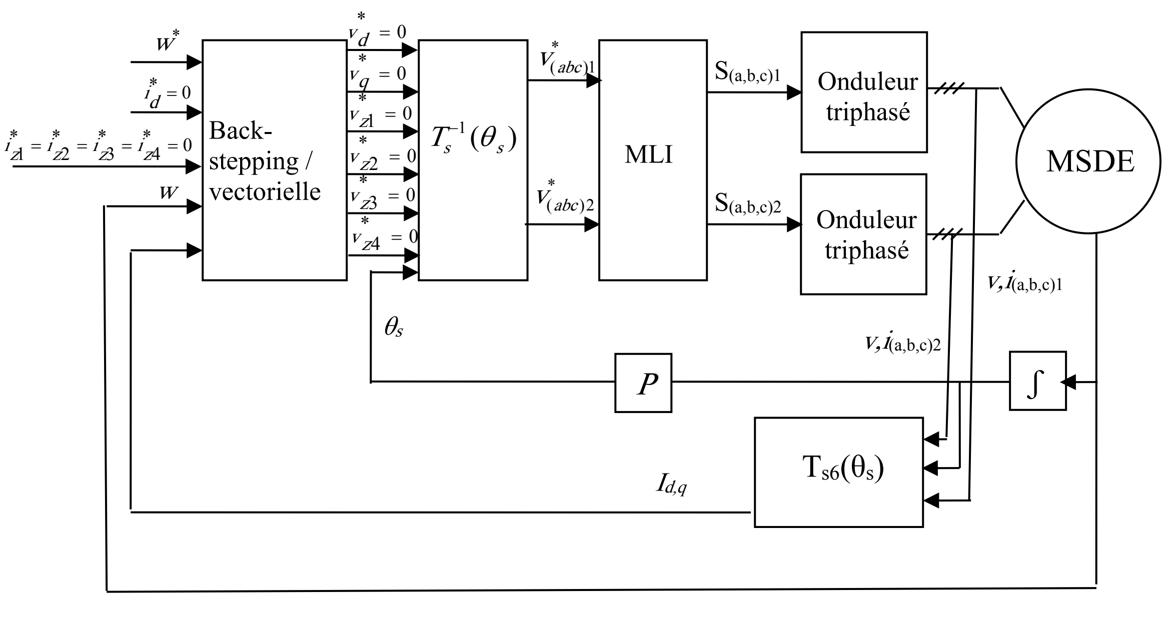

Figure 3.1 : Schéma de principe du régulateur vectoriel /Backstepping appliqué à la MSDE

Etape 1 : Régulation de la vitesse

On définit l'erreur entre la vitesse de référence w^* et la vitesse réelle w

$$e_w = w^* - w \tag{3.36}$$

Considérons la fonction de Lyapunov suivante, liée au dynamique de vitesse définie dans le système d'équation (3.6) :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_w^2 > 0 \tag{3.37}$$

Cette fonction est définie globalement positive, sa dérivée est donnée par:

$$\dot{V}_1 = e_w \dot{e}_w = e_w(\dot{w}^* - \frac{1}{J}\left[(p\psi_r i_q + p(L_d - L_q) i_q i_d - Cr - fw\right]) \tag{3.38}$$

Les objectifs de poursuite sont réalisé ($\dot{V}_1 \langle 0$) en choisissant les références des composantes du courants qui représentes les fonctions stabilisantes comme suit :

$$\begin{aligned} i_q^* &= \frac{1}{p\psi_r}(f\, w + Cr + k_w J\ e_w + J\ \dot{w}^*) \\ i_d^* &= 0 \end{aligned} \tag{3.39}$$

Où : k_w: constante positive.

La dérivée de la fonction de Lyapunov devient :

$$\dot{V}_1 = -k_w e_w^2 \langle\ 0 \tag{3.40}$$

Etape2

Pour cette étape, notre objectif est le calcul des tensions de commande. Les erreurs des courants sont :

$e_d = -i_d (i_d^* = 0)$ et $e_q = i_q^* - i_q$

La dynamique des erreurs est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_d = -\dfrac{1}{L_d}(v_d - R_s i_d + pwL_q i_q) \\ \dot{e}_q = \dot{i}_q^* - \dfrac{1}{Lq}(v_q - R_s i_q - pwL_d i_d - \psi_r pw) \\ \dot{e}_w = \dfrac{p\psi_r}{J} e_q + \dfrac{p}{J}(L_d - L_q) i_q e_d - k_w e_w \end{cases} \tag{3.41}$$

La fonction de Lyapunov finale est donnée par:

$$V_2 = \frac{1}{2}(e_w^2 + e_d^2 + e_q^2) > 0 \tag{3.42}$$

Sa dérivée par rapport au temps est :

$$\dot{V}_2 = e_w \dot{e}_w + e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q \tag{3.43}$$

Qui peut être réécrite sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}\dot{V}_2 &= -k_w e_w^2 - k_d e_d^2 - k_q e_q^2 + e_d (k_d e_d + \dot{e}_d + \frac{pL_d}{J}(L_d - L_q) e_w i_q) \\ &+ e_d (k_q e_q + \dot{e}_q + \frac{p}{J}\psi_r e_w) \langle\ 0\end{aligned} \tag{3.44}$$

Où : $k_d\, k_q$: constantes positives.

Les tensions de commande v_d , v_q sont choisi comme suit :

$$\begin{aligned}v_d^* &= k_d L_d e_d + R_s i_d - wL_q i_q + \frac{pL_d}{J}(L_d - L_q) e_w i_q \\ v_q^* &= k_q L_q e_d + R_s i_q + wL_d i_d + L_q \dot{i}_q^* \\ \dot{i}_q^* &= \frac{1}{p\psi_r}((k_w J - f)\dot{e}_w + f\dot{w}^* + J\ddot{w}^*)\end{aligned} \tag{3.45}$$

Ce qui rend: $\dot{v}_2 < 0$

Alors : e_w, e_d et e_q sont asymptotiquement stables.

3.6. Résultats de simulation et interprétation

Les performances de la commande proposée ont été testées par simulation sur la MSDE alimentée par deux onduleurs de tensions triphasés à 3 niveaux lors d'un démarrage à vide puis application d'un couple de charge égale à 5 N.m entre t = 1.5 s et 3 s (figure 3.2.a, figure 3.2.b) avec une consigne de vitesse égale à une rampe pour le démarrage jusqu'à la vitesse de référence Ω_{ref} = 1000 tr/min, et avec une référence de vitesse sinusoïdale $\Omega_{ref} = 1000 \sin(\pi t)$ tr/min (figure 3.3.a, figure 3.3.b).

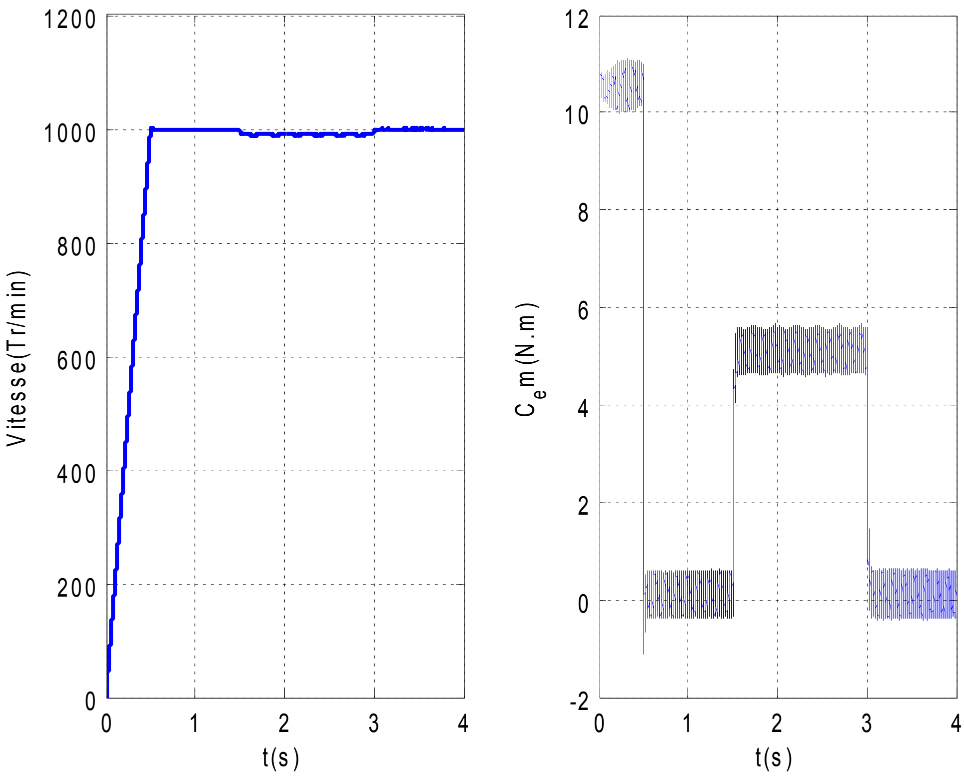

Figure 3.2.a : Evolution de la vitesse de la MSDE Cr =5 N.m.

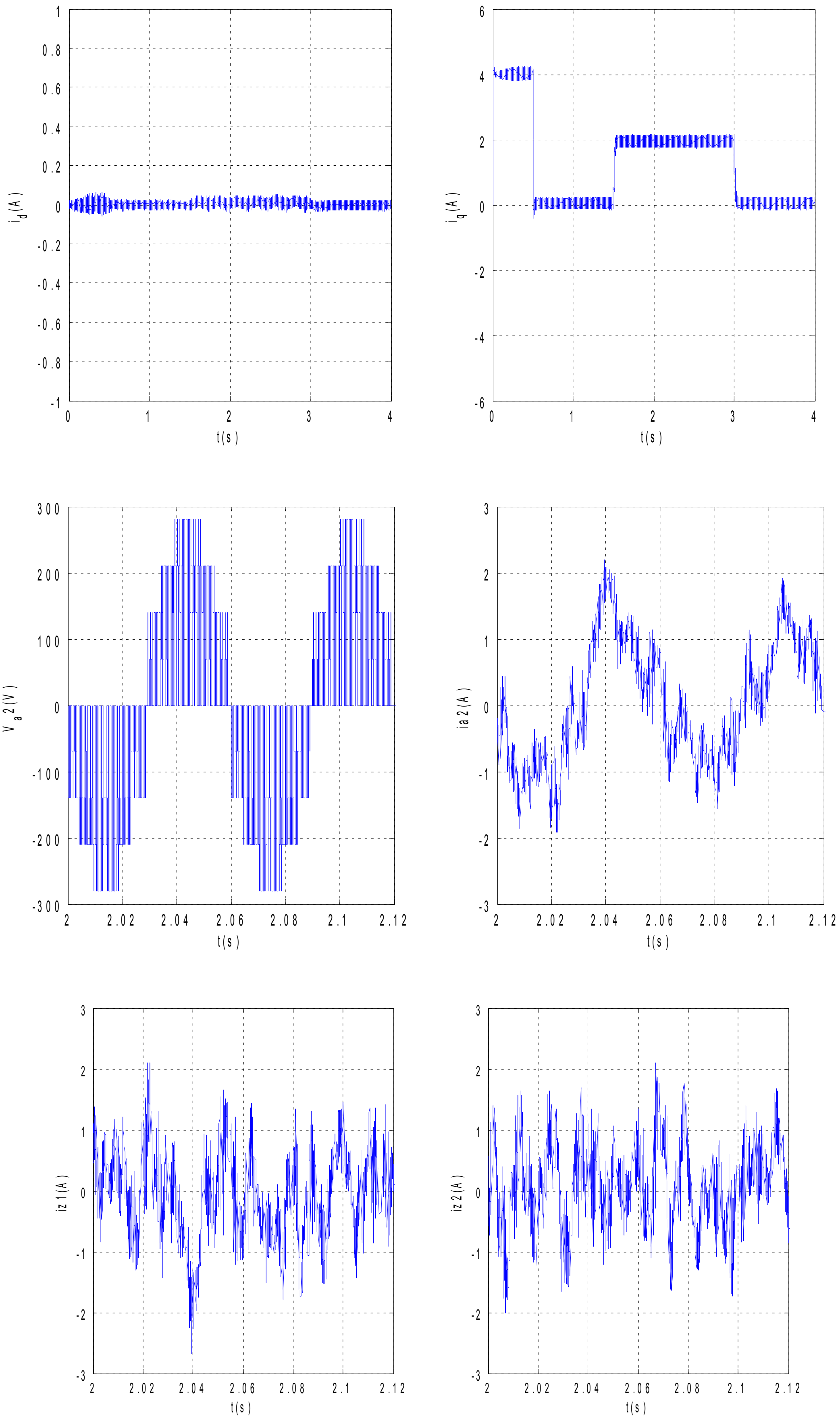

Figure 3.2.b : Evolutions des grandeurs électriques de la MSDE Cr = 5Nm.

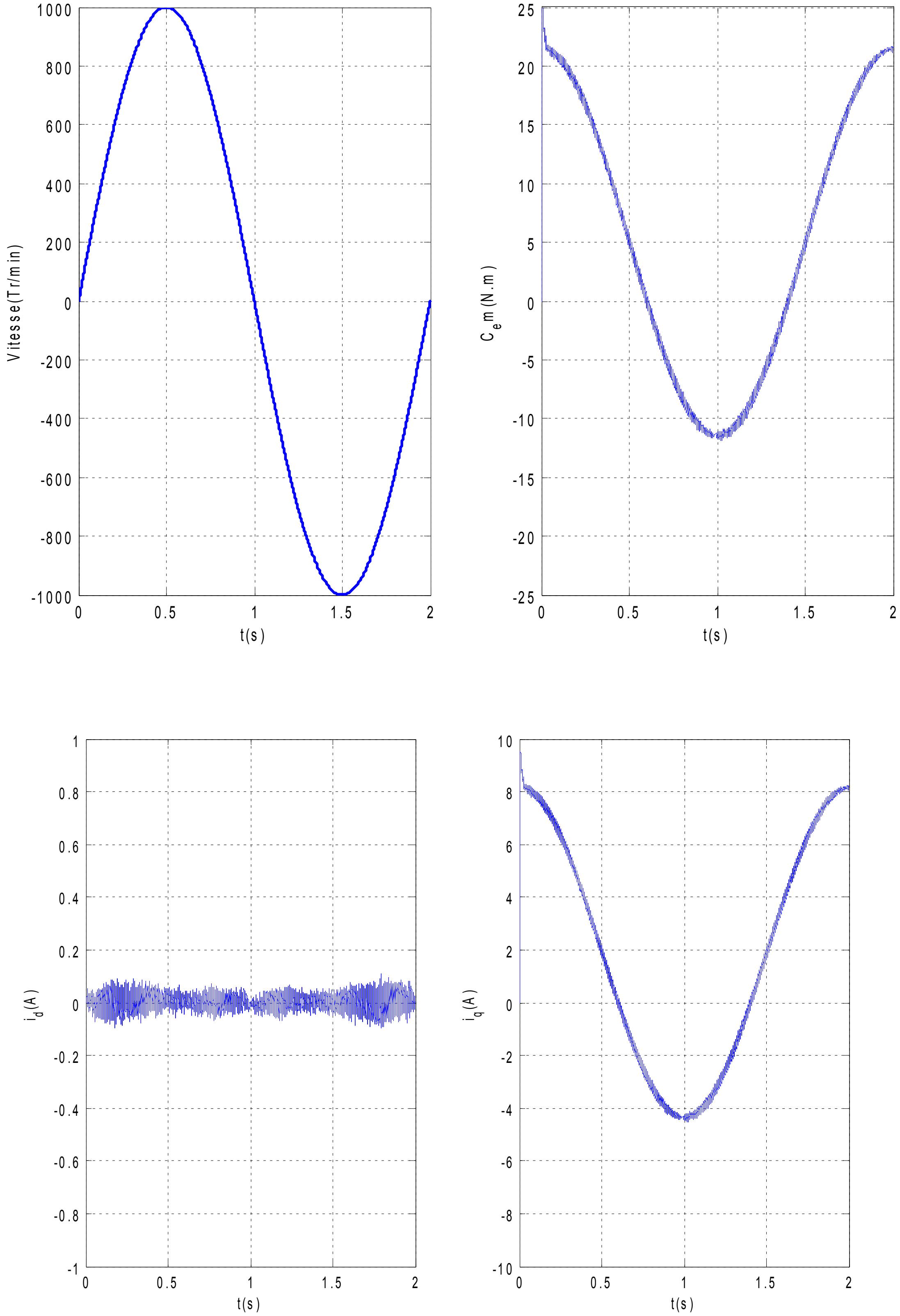

Figure 3.3.a : Evolutions de la vitesse et les courants i_d , i_q de la MSDE pour une référence sinusoïdale Cr = 5Nm.

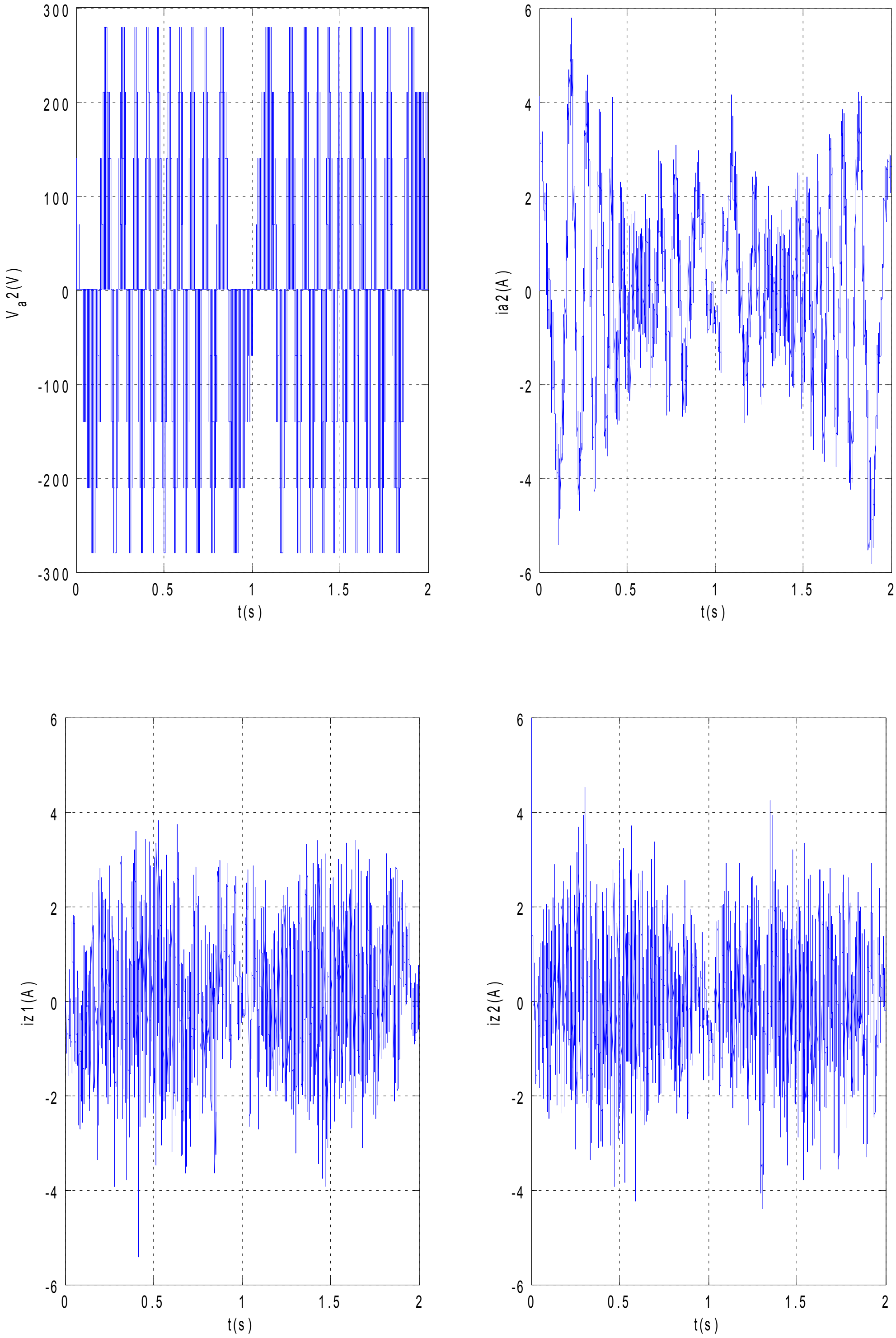

Figure 3.3.b : Evolutions des grandeurs électriques V_{a2}, i_{a2}, i_{z1} et i_{z2} de la MSDE pour une référence sinusoïdale Cr = 5Nm.

A partir des résultats de simulations on constate que :

- La MSDE est parfaitement découplée. En effet, le couple suit parfaitement sa référence.
- La vitesse suit parfaitement sa référence.

- Le courant i_q est l'image du couple à courant i_d nul.
- Lors de la variation du couple résistant i_d n'est pas nul et la vitesse ne suit pas sa référence c'est-à-dire que la perturbation est mal rejetée.

3.7. Conclusion

Dans cette partie, on a proposé un régulateur non linéaire utilisant la technique de commande Vectorielle/Backstepping basée sur la théorie de la stabilité de Lyapunov afin d'améliorer les performances de la MSDE. Cette technique nous a permis de réduire les courants de démarrage (référence adéquat). L'alimentation de la MSDE par les onduleurs à trois niveaux à structure NPC commandés par la technique MLI a permis de réduire les courants de circulation et les ondulations du couple. En outre la technique Vectorielle/Backstepping nous assure la stabilité asymptotique du système en boucle fermée. Enfin cette commande dépend des paramètres de la machine et le rejet de la perturbation n'est pas efficace pour palier à ce problème doit soit augmenté le coefficient k_w soit on introduit une action intégrale dans la boucle de la vitesse.

Chapitre 4
Alimentation et Commande en Mode Dégradé
De la MSDE

4.1. Introduction

La structure redondante des machines polyphasées constitue un enjeu majeur lors de leur choix et de leur mise en œuvre. Quant à la poursuite du fonctionnement en régime dégradé, elle nécessite la détection puis le traitement des défauts d'alimentation qui se décomposent en plusieurs étapes. Dans un premier temps, la procédure de traitement des défauts doit détecter le fait que l'entraînement n'est plus opérationnel. Vient alors la décision visant à en maîtriser les conséquences : garantir la sécurité des personnes, puis de l'équipement en défaut, et enfin, des organes qui en dépendent plus ou moins directement. La procédure peut alors nécessiter la mise en sécurité de l'équipement pour éviter la propagation d'incidents « en cascade ». Si les impératifs de production le nécessitent, la commande de l'entraînement peut permettre le prolongement du fonctionnement en corrigeant ou non les effets indésirables. Enfin, si l'intégrité du matériel est mise en jeu, l'arrêt du système doit être envisagé [Crév 10].

Nous nous intéressons dans ce chapitre au comportement de l'association onduleur- machine en cas de défaut lié à l'ouverture d'une ou plusieurs phases. Pour ce faire, nous généralisons les outils de modélisation vus au chapitre 1 au cas d'un fonctionnement d'enroulements multi-étoiles en mode dégradé. Par la suite nous les appliquons au cas d'une machine à double étoile décalée de 30°.

Après avoir rappelé les différents défauts, nous établissons les modèles dynamiques de la machine fonctionnant en mode dégradé. Le mode dégradé peut être dû soit à l'ouverture d'une phase soit à l'ouverture deux phases orthogonales entre elles, formant ainsi une sous-machine diphasée.

4.2. Origines des défauts d'alimentation

Les différents défauts apparaissant sur un ensemble convertisseur-machine peuvent être regroupés en deux classes distinctes. La première concerne ceux apparaissant au niveau de composants mécaniques comme les roulements à billes, l'arbre de la machine, le codeur de position, etc. Certains de ces défauts ne peuvent être supprimés qu'en remplaçant le composant défectueux. Une solution permettant d'accroître la fiabilité du système vis-à-vis de défaut de capteurs consiste à multiplier leur nombre et obtenir ainsi un certain degré de redondance. La seconde concerne les défauts électriques apparaissant au niveau des convertisseurs statiques ou des convertisseurs électromécaniques.

Les défauts électriques peuvent être également regroupés dans deux catégories [Mar 03].

Les premiers concernent directement la machine :

- Un enroulement de la machine est déconnecté de l'alimentation.
- Un enroulement est totalement ou partiellement en court-circuit.

Les autres concernent les composants du ou des onduleurs de tension :

- Un composant de puissance commandable reste continuellement ouvert. Seule la diode en antiparallèle sur le composant commandable est susceptible de conduire de manière naturelle.
- Un composant de puissance commandable reste continuellement fermé. Dans ce cas, la conduction de l'autre composant commandable du même bras entraîne le court-circuit de la source continue.

Seuls sont considérés, dans ce travail, les défauts électriques pouvant être annulés par la déconnexion de l'alimentation d'une ou plusieurs phases.

4.3. Approches de modélisations en mode dégradé des machines polyphasées

Plusieurs approches peuvent être utilisées pour la modélisation des machines polyphasées fonctionnant en mode dégradé, elles sont liées d'une part au mode d'alimentation et d'autre part aux nombres de phases actives.

4.3.1 Alimentation par un onduleur polyphasé

Dans ce cas les phases de la machine sont alimentées par un onduleur polyphasé. L'ouverture de "i" bras de l'onduleur correspond à l'alimentation de (n-i) phases de la machine.

4.3.2. Ouverture d'une ou plusieurs phases

Dans le cas de l'ouverture d'une ou plusieurs phases, la matrice inductance reste circulante, par conséquent elle est diagonalisable. Il existe alors une base orthogonale de vecteurs propres. Les outils méthodologiques de diagonalisation d'un enroulement polyphasé vus dans le chapitre 1 peuvent s'étendre au cas d'un enroulement polyphasé fonctionnant en mode dégradé.

Pour définir la matrice de transformation $[T_n]^t$, l'algorithme proposé par T.A. Lipo et ses collaborateurs semble le plus adapté [Mer 05]. La matrice $[T_n]^t$ peut se décomposer en deux sous matrices :

$$[T_n]^t = \begin{bmatrix} [T_{\alpha\beta}] \\ [T_z] \end{bmatrix} \tag{4.1}$$

Les sous matrices $[T_{\alpha\beta}]$ et $[T_z]$ sont obtenues par l'extension respective des relations (4.2) et (4.3) aux cas d'un enroulement fonctionnant en mode dégradé.

$$[T_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta_{12}) & \cos(\theta_{13}) & \dots & \cos(\theta_{1n-i}) \\ 0 & \sin(\theta_{12}) & \sin(\theta_{13}) & \dots & \sin(\theta_{1n-i}) \end{bmatrix} \tag{4.2}$$

Où : i est le nombre de phases ouvertes.

Les (n-2-i) vecteurs lignes de la matrice $[T_z]$ appartenant au deuxième sous-espace ($z_1, z_2, \ldots, z_{n-2-i}$) sont obtenues en résolvant le système d'équations suivant [Mer 05] :

$$\begin{cases} \alpha^T \beta = \alpha^T z_1 = \alpha^T z_2 = \cdots = \alpha^T z_{n-2-i} = 0 \\ \beta^T z_1 = \beta^T z_2 = \cdots = \beta^T z_{n-2-i} = 0 \\ z_1^T z_2 = z_1^T z_3 \cdots = z_1^T z_{n-2-i} = 0 \\ z_2^T z_3 = z_2^T z_4 \cdots = z_2^T z_{n-2-i} = 0 \\ \vdots \\ z^T{}_{n-3-i}\ z_{n-2-i} = 0 \end{cases} \tag{4.3}$$

La résolution du système d'équation (4.3), nous donne la sous matrice $[T_z]$:

$$\lfloor T_z \rfloor = (z_1, z_2 \ldots, z_{n-2-i})^t \tag{4.4}$$

Rappelons que les propriétés de cette matrice de changement de base $[T_n]^t$ restent les mêmes que celles obtenues en mode normal.

4.3.3. Ouverture d'une ou plusieurs sous machines diphasées

Nous nous intéressons à la machine à nombre paire de phases orthogonales deux à deux entre elles. La machine est constituée ainsi de sous-machines diphasées. Si une phase est ouverte on déconnecte la sous-machine diphasée correspondante. La machine passe ainsi de (n/2) sous-machines diphasées à (n/2-1) sous-machines diphasées.

Ainsi la démarche de modélisation vue dans le chapitre 1, concernant le cas d'un enroulement multi-diphasés, peut s'étendre au cas d'ouverture d'une sous- machine diphasée.

4.3.4. Alimentation d'une machine par onduleur multi-étoile

On considère une machine multi-étoile où chaque étoile constituée de q phases est alimentée par son propre onduleur à q phases. En cas d'un défaut sur "i" onduleurs, on passe du mode de fonctionnement normal à (n/q) étoiles à un mode de fonctionnement dégradé à (n/q-i) étoiles. L'établissement du modèle de l'association onduleurs-machine se fait en suivant la procédure établie au chapitre 2.

Rappelons qu'une étoile peut être considérée comme un enroulement polyphasé. Par conséquent on lui applique l'approche polyphasée proposée dans le chapitre 1.

4.4. Modélisation en mode dégradé de la MSDE

Dans cette partie, nous appliquons les outils méthodologiques pour l'obtention de la matrice de transformation de base à la modélisation de la MSDE afin de développer un modèle en vue de la simulation de la machine en mode dégradé.

Nous étudions deux cas d'ouverture de phases. Le premier cas concerne l'ouverture d'une phase et le second cas concerne l'ouverture de deux phases. Dans le deuxième cas les phases ouvertes sont orthogonales entre elles et constituent ainsi une sous-machine diphasée.

Nous supposons que le bras ouvert est isolé et que la phase correspondante n'est plus alimentée.

4.4.1. Ouverture d'une phase

Lors de l'ouverture d'une phase par exemple (c2), la machine n'est plus considérée comme une double étoile elle est plutôt vue telle qu'une machine à cinq phases non régulièrement réparties. Les axes magnétiques des différents enroulements sont donnés sur la figure (4-1).

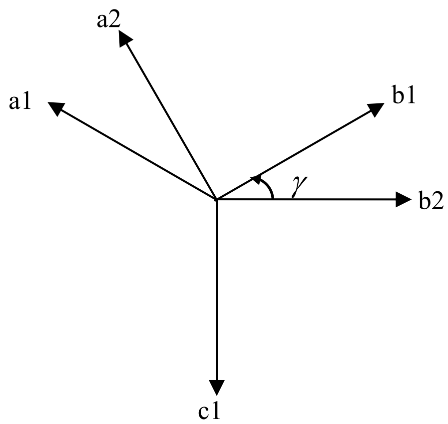

Figure 4.1 : Axes des enroulements lors de l'ouverture d'une phase.

Le modèle en mode dégradé de la machine double étoile dû à la perte de la phase "c2", peut s'écrire comme suit :

$$[V_s]=[r_s][I_s]+\frac{d}{dt}\left([L_{ss5\times5}][I_s]+[M_{sr5\times1}]\,i_f\right) \quad (4.5)$$

Avec :

$$[V_s]=[V_{a1}\ V_{a2}\ V_{b1}\ V_{b2}\ V_{c1}]^T \quad [I_s]=[I_{a1}\ I_{a2}\ I_{b1}\ I_{b2}\ I_{c1}]^T \quad [r_s]=R_s[I]_{5\times5}$$

4.4.1.1. Modèle en mode dégradé de la MSDE dans le plan de Concordia

Vu les problèmes liés à l'inversion de la matrice inductance du modèle (4-5) exprimé dans le plan réel, alors on essaye de développer un modèle de la machine en mode dégradé dans le plan de Concordia. Pour ce faire, on suit les mêmes démarches vues dans le cas de fonctionnement en mode normal.

La matrice de transformation $[T_{5\times5}]^t$ est obtenue en utilisant la relation (4.1) avec n=5 et i=1. Après normalisation, la matrice de transformation obtenue s'écrit comme suit :

$$[T_{5\times5}]^t=\frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & \frac{3}{2\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & -\frac{3}{2\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{3}{2\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & \frac{3}{2\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Connaissant la matrice de transformation $\left[T_{5\times5}\right]$, on peut déduire aisément le modèle de la machine dans le référentiel $\alpha\beta\ z_1 z_2 z_3$. Il est donné par :

$$\begin{aligned}\left[T_{5\times5}\right]^t\left[V_s\right] &= \left[T_{5\times5}\right]^t\left[r_s\right]\left[T_{5\times5}\right]\ \left[T_{5\times5}\right]^t\left[I_s\right] \\ &+\frac{d}{dt}\left(\left[T_{5\times5}\right]^t\left[L_{ss5\times5}\right]\left[T_{5\times5}\right]\ \left[T_{5\times5}\right]^t\left[I_s\right]+\left[T_{5\times5}\right]^t\left[M_{sr5\times1}\right]i_f\right)\end{aligned} \tag{4.7}$$

En remplaçant les produits matriciels par leurs valeurs, le modèle (4.5) devient :

$$\begin{aligned}\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_{z1} \\ v_{z2} \\ v_{z3}\end{pmatrix} &= R_s\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3}\end{pmatrix}+\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} l_{fs}+3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{fs}+2M_{ss} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs}\end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3}\end{pmatrix}+M_{sf}\frac{d}{dt}\begin{pmatrix}\sqrt{3}\cos(\theta) \\ \sqrt{2}\sin(\theta) \\ 0 \\ 0 \\ 0\end{pmatrix}i_f \\ &+M_{sfm}\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} 3\cos(2\theta) & \sqrt{6}\sin(2\theta) & 0 & 0 & 0 \\ \sqrt{6}\sin(2\theta) & -2\cos(2\theta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0\end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3}\end{pmatrix}\end{aligned} \tag{4.8}$$

4.4.1.2. Expression du couple électromagnétique

L'expression du couple est donnée par :

$$T_e=\frac{P}{2}.\begin{bmatrix}\left[I_{s5\times1}\right] \\ i_f\end{bmatrix}^T.\frac{d}{d\theta}\begin{bmatrix}\left[L_{ss5\times5}\right] & \left[M_{sr5\times1}\right] \\ \left[M_{sr5\times1}\right]^T & l_f\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\left[I_{s5\times1}\right] \\ i_f\end{bmatrix} \tag{4.9}$$

Dans le plan de Concordia, le couple se réécrit comme suit :

$$T_e=\left(\frac{P}{w}\right).\left(\left(e_\alpha i_\alpha+e_\beta i_\beta\right)+\frac{1}{2}(i_\alpha\quad i_\beta)M_{sfm}\frac{d}{dt}\begin{pmatrix}3\cos(2\theta) & \sqrt{6}\sin(2\theta) \\ \sqrt{6}\sin(2\theta) & -2\cos(2\theta)\end{pmatrix}\right)\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta\end{pmatrix} \tag{4.10}$$

Les f.é.m. à vide sont données par :

$$\begin{aligned} e_\alpha &= \sqrt{3}M_{sF}i_f\frac{d}{dt}\cos(\theta) \\ e_\beta &= \sqrt{2}M_{sF}i_f\frac{d}{dt}\sin(\theta)\end{aligned} \tag{4.11}$$

4.4.1.3. Association onduleur-machine dû à l'ouverture de la phase « c2 »

Deux modèles de l'association onduleurs-machine peuvent être établis. Le premier consiste à exprimer les courants de la machine en fonction des tensions simples de la machine. Le second consiste à exprimer les courants de la machine en fonction des tensions composées à la sortie de l'onduleur [Mer 05].

Le synoptique de l'association onduleur-machine est représenté sur la figure (4.2).

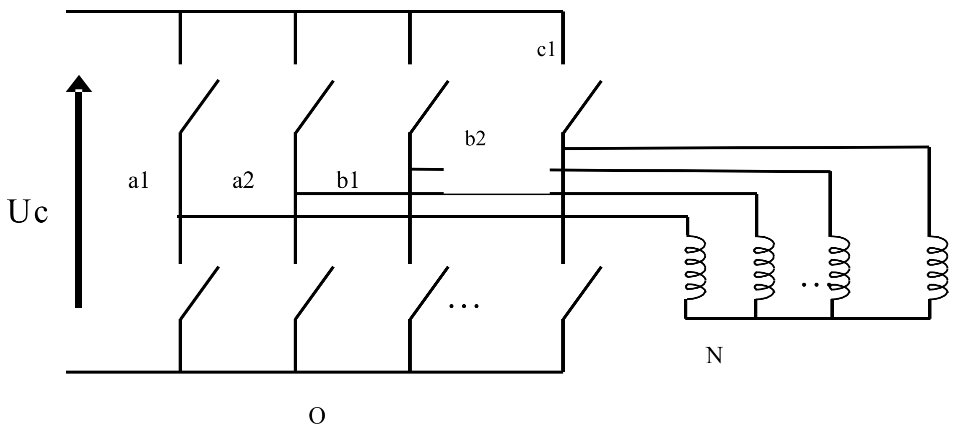

Figure 4.2 : Ensemble onduleur-machine à 5-phases

Afin d'exploiter le modèle établi pour la modélisation de la machine, et qui est exprimé en fonction des tensions simples, on cherche un modèle de l'association onduleurs-machine exprimé également en fonction des tensions simples.

4.4.1.4. Passage des tensions d'onduleurs aux tensions de la machine

Lors du fonctionnement de l'association onduleurs-machine en mode normal, nous avons montré dans le chapitre 2 qu'il est facile d'établir une relation entre les tensions simples aux bornes de l'enroulement de la machine et le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur. Dans le cas de la perte de phases, la matrice de passage $[T_{m5}]$ des tensions à la sortie de l'onduleur aux tensions simples de la machine n'est plus constante.

Les tensions à la sortie de l'onduleur sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{a10} & V_{a20} & V_{b10} & V_{b20} & V_{c10} \end{bmatrix}^t = U_c\begin{bmatrix} M_{c5} \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Dans ce cas les deux onduleurs mis en parallèle sont équivalents à un onduleur à 5 phases. Il est modélisé par une matrice de connexion $\left[M_{c5}\right]$ de dimension (5,1). Chaque élément de la matrice représente l'état de conduction d'un bras d'onduleur (*a1, a2, b1, b2, c1*).

$[M_{c5}] = [S_{a1}, S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}, S_{c1}]^t$.

Avec : $S_k = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}$ *Onduleur à deux niveaux* $\quad S_k = \begin{cases} -1 \\ 0 \\ 1 \end{cases}$ *Onduleur à trois niveaux*

Les tensions à la sortie de l'onduleur s'écrivent en fonction des potentiels N et O Comme suit :

$$\begin{cases} v_{a10} = v_{a1N} + v_{N0} \\ v_{a20} = v_{a2N} + v_{N0} \\ v_{b10} = v_{b1N} + v_{N0} \\ v_{b20} = v_{b2N} + v_{N0} \\ v_{c10} = v_{c1N} + v_{N0} \end{cases} \tag{4.13}$$

Où v_{xiN} est la tension aux bornes de la phase "xi" de machine, d'où on déduit le potentiel du point "N" de la machine par rapport au point "o" du bus continu :

$$v_{N0} = \frac{1}{5}\left(\sum_{xi=a1}^{c1} v_{xio} - \sum_{xi=a1}^{c1} v_{xiN}\right) \tag{4.14}$$

$$avec: \quad x = a, b, c \quad ; \quad i = 1,2 \quad et \quad x_i \neq c_2$$

Et comme:

$$\sum_{xi=a1}^{c1} i_{xiN} = 0, \tag{4.15}$$

alors on déduit :

$$\sum_{xi=a1}^{c1} v_{xiN} = -v_{c2N} \tag{4.16}$$

D'où :

$$v_{N0} = \frac{1}{5}\left(\sum_{xi=a1}^{c1} v_{xio} + v_{c2N}\right) \tag{4.17}$$

D'où on déduit la relation entre les tensions de la machine et celles à la sortie de l'onduleur :

$$\begin{bmatrix} v_{a1N} \\ v_{a2N} \\ v_{b1N} \\ v_{b2N} \\ v_{c1N} \end{bmatrix} = [T_{m5}]_{5\times5} \begin{bmatrix} v_{a10} \\ v_{a20} \\ v_{b10} \\ v_{b20} \\ v_{c10} \end{bmatrix} - \frac{1}{5}\frac{d}{dt}\left([M_{ssdc2}]_{5\times5} \begin{bmatrix} i_{a1N} \\ i_{a2N} \\ i_{b1N} \\ i_{b2N} \\ i_{c1N} \end{bmatrix} + [M_{srdc2}]_{5\times1} i_f \right) \tag{4.18}$$

La matrice $[T_{m5}]$ est donnée par :

$$[T_{m5}] = \frac{1}{5}\begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \tag{4.19}$$

Les termes de la matrice inductance $[M_{ssdc2}]$ représentent les différentes inductances mutuelles entre la phase déconnectée et les phases actives [A1.2]. Cette matrice inductance $[M_{ssdc2}]$ est constituée de la somme de deux matrices, une liée à la partie lisse et l'autre à la partie saillante de l'armature de la machine. Elle s'écrit comme suit :

$$[M_{ssdc2}] = [M_{1sdc2}] + [M_{2sdc2}(\theta)] \tag{4.20}$$

Rappelons que la matrice $[M_{ssdc2}]$ est non constante. Elle est due à la saillance.

La matrice de passage des tensions à la sortie de l'onduleur aux tensions de la machine n'est plus constante. Elle dépend des courants des phases actives ainsi que de la position du rotor.

4.4.1.5. Modèle de simulation de l'ensemble onduleur-machine

Les courants de la machine sont donnés par substitution de la relation (4.18) dans (4.5) :

$$\frac{d}{dt}\left(\left[L_{ss5\times5} + \frac{1}{5}[M_{ssdc2}]\right]\begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{a2} \\ i_{b1} \\ i_{b2} \\ i_{c1} \end{bmatrix}\right) = U_c[T_{m5}][M_{c5}] - [R_{s5\times5}]\begin{bmatrix} i_{a1} \\ i_{a2} \\ i_{b1} \\ i_{b2} \\ i_{c1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\left(\left([M_{sr5\times1}] + \frac{1}{5}[M_{srdc2}]\right) i_f\right) \tag{4.21}$$

Le passage au plan de Concordia peut se faire en appliquant la transformation $[T_{5\times5}]^t$ donnée par la relation (4.6) au modèle (4.21).

4.4.1.6. Résultats de simulation et interprétation

Sur la figure (4.3) et (4.4) sont représentés les résultats de simulation de l'ensemble onduleur-machine fonctionnant en mode dégradé. On a simulé l'ouverture de la phase « c2 » à l'instant t=1.5 s, en utilisant le régulateur développé au chapitre 3.

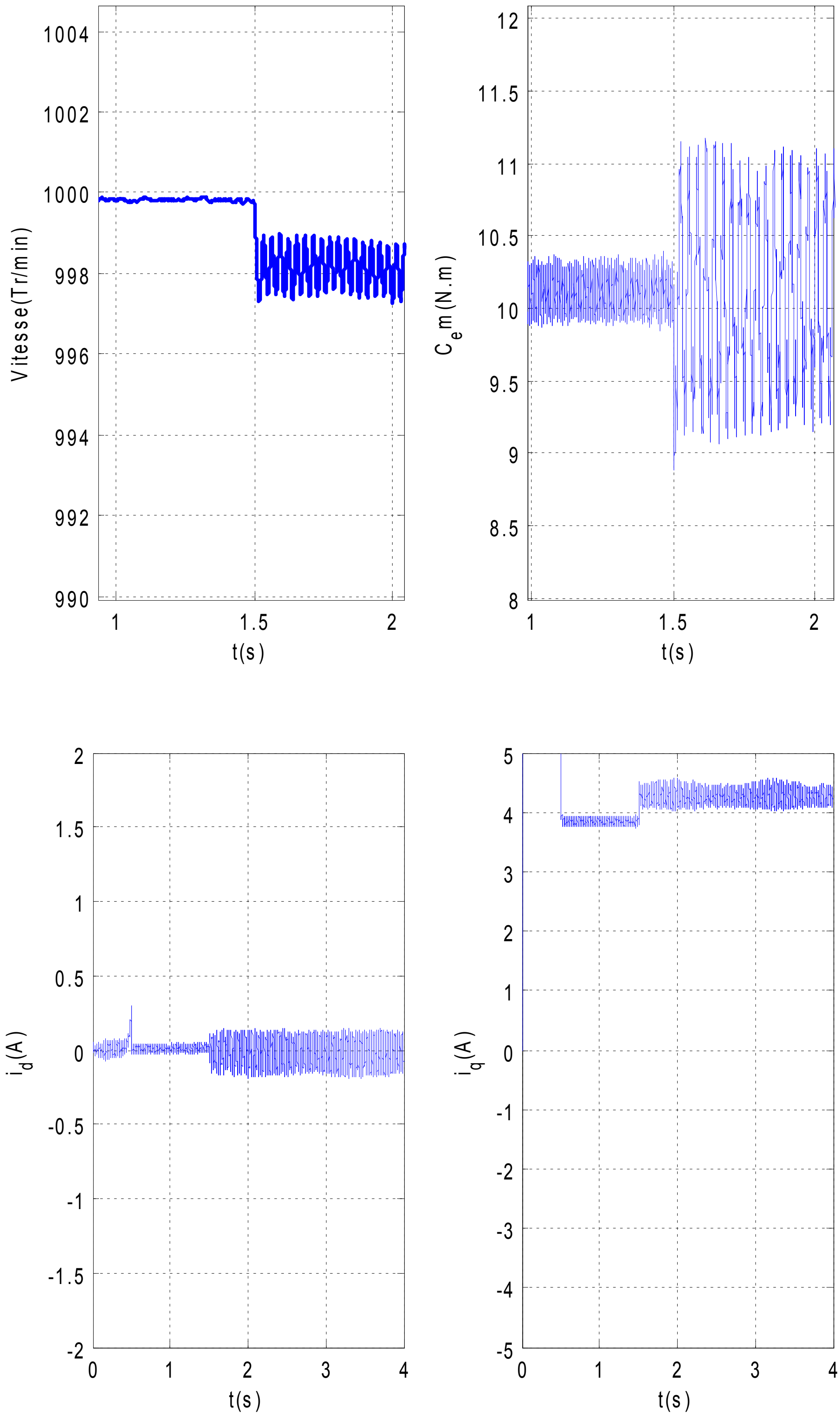

Figure 4.3 : Evolutions de la vitesse, le couple T_e et les courants i_d , i_q le défaut à t = 1.5 s.

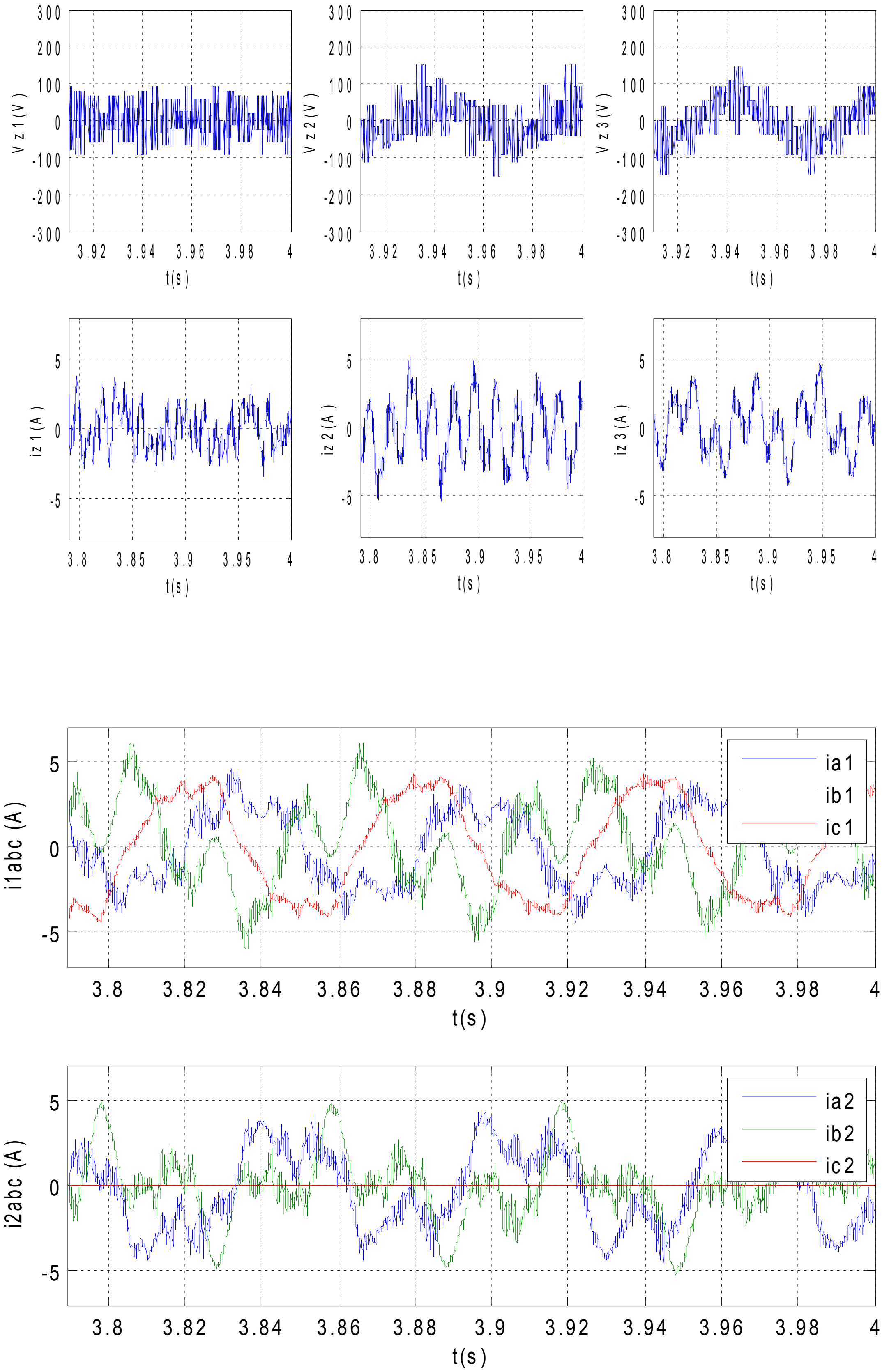

Figure 4.4 : Evolutions des grandeurs électriques de la MSDE

On constate que

- le système de courants est déséquilibré lors d'ouverture d'une phase, les courants de phases n'ont pas la même amplitude.
- Les courants de circulation ne sont pas nuls. Ces derniers sont à l'origine des déformations des courants de phases.
- L'ouverture d'une phase provoque des ondulations très élevé du couple et de la vitesse.
- La tension v_{z3} n'est pas nulle ainsi que le courant i_{z3}.

4.4.2. Ouverture d'une sous-machine diphasée

Dans le cas de l'ouverture d'une phase, nous ramenons la machine à cinq phases à une machine à quatre phases en ouvrant la phase orthogonale à la phase ouverte. Ainsi on déconnecte la sous-machine en défaut. La MSDE sera considérée soit comme une machine à deux sous-machines diphasées soit comme une machine à quatre phases.

4.4.2.1. Modèle en mode dégradé de la MSDE dans le plan de Concordia

Considérons le cas où la phase "c2" est ouverte. La phase qui lui est perpendiculaire est "a1". On ouvre cette dernière qui constitue une sous-machine diphasée avec la phase " c2". Ainsi dans la machine globale, on alimente seulement les deux sous-machines (a_2, b_1) et (b_2, c_1), voir la figure (4.5).

Dans ce cas on définit deux plans de concordia. Le premier est lié à la sous-machine constituée des phases (a2, b1). Le second est lié à la sous-machine constituée des phases (b2, c1).

$$\begin{bmatrix} V_{a2} \\ V_{b1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \end{bmatrix} \quad et \quad \begin{bmatrix} V_{b2} \\ V_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 1} \end{bmatrix} \tag{4.22}$$

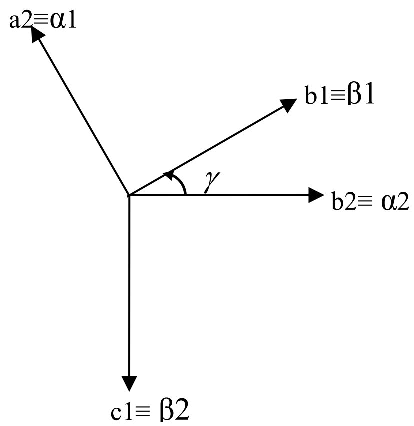

Figure 4.5 : Axes des enroulements lors de l'ouverture d'une sous-machine diphasée

La matrice définit au paragraphe 1.3.3.b permit de diagonalise la matrice inductance. Elle se réécrit comme suit pour q=2 :

$$[T_{4\times4}]^t = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \qquad (4\text{-}24)$$

Une autre approche de modélisation peut être appliquée pour établir le modèle de la machine en mode dégradé dû à la perte d'une sous-machine. Elle consiste à appliquer l'approche polyphasée [Mer 05].

Les deux sous-machines peuvent être considérées comme une machine à quatre phases. Le modèle en mode dégradé de la machine double étoile dû à l'ouverture de la sixième et première phase est donné par :

$$[V_s] = [r_s][I_s] + \frac{d}{dt}\left([L_{ss4\times4}][I_s] + [M_{sr4\times1}]\, i_f\right) \qquad (4.25)$$

Avec :

$$[V_s] = [\, V_{a2} \;\; V_{b1} \;\; V_{b2} \;\; V_{c1} \,]^T \qquad [I_s] = [\, I_{a2} \;\; I_{b1} \;\; I_{b2} \;\; I_{c1} \,]^T \qquad [r_s] = R_s[I]_{4\times4}$$

Le modèle des deux sous-machines exprimé dans le plan $\alpha\beta z_1 z_2$ est donné en se basant sur la matrice de transformation de base $[T_{4\times4}]^t$. Cette dernière est obtenue en utilisant la relation (4.1) avec n=6 et i=2. Après normalisation $[T_{4\times4}]^t$ s'écrit :

$$[T_{4\times4}]^t = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -1 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -1 & 0 \end{bmatrix} \qquad (4.26)$$

Le modèle (4-25) se réécrit dans le plan de Concordia en utilisant la matrice de transformation (4-24) ou (4.26). Il est donné sous la forme d'état suivante :

$$\begin{pmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_{z1} \\ v_{z2} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt}\left(\begin{pmatrix} l_{fs}+2M_{ss} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{fs}+2M_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{pmatrix}\right) + M_{sf}\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} \sqrt{2}\cos(\theta) \\ \sqrt{2}\sin(\theta) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} i_f \tag{4.27}$$

$$+ 2M_{sfm}\frac{d}{dt}\left(\begin{pmatrix} \cos(2\theta) & \sin(2\theta) & 0 & 0 \\ \sin(2\theta) & -\cos(2\theta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{pmatrix}\right)$$

Dans ce cas il peut aussi simuler le comportement de la machine lors de l'ouverture de deux phases.

4.4.2.2. Expression du couple électromagnétique

Dans le plan de Concordia, le couple se réécrit comme suit :

$$T_e = \left(\frac{P}{w}\right).\left(\left(e_{\alpha} i_{\alpha} + e_{\beta} i_{\beta}\right) + (i_{\alpha} \quad i_{\beta}) M_{sfm} \frac{d}{dt}\begin{pmatrix} \cos(2\theta) & \sin(2\theta) \\ \sin(2\theta) & -\cos(2\theta) \end{pmatrix}\right)\begin{pmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{pmatrix} \tag{4.28}$$

Les f.é.m. à vide sont données par :

$$e_{\alpha} = \sqrt{2} M_{sF} i_f \frac{d}{dt}\cos(\theta)$$
$$e_{\beta} = \sqrt{2} M_{sF} i_f \frac{d}{dt}\sin(\theta) \tag{4.29}$$

4.4.2.3. Association onduleur-machine dû à l'ouverture de deux phases « c2, a1 »

Le modèle établi en mode dégradé de l'association onduleurs-machine dû à la perte d'une phase, peut s'étendre aux cas de la perte de deux phases. Pour établir le modèle de l'association onduleur-machine à quatre phases, on suit les mêmes démarches que dans le cas de l'ouverture d'une phase.

4.4.2.4. Modèle de simulation de l'ensemble onduleur-machine

En suivant les mêmes étapes que dans le cas de l'ouverture d'une phase, on aboutit au modèle de l'ensemble onduleur-machine en mode dégradé dû à l'ouverture d'une sous- machine. Il est donné par :

$$\frac{d}{dt}\left(\left[L_{ss4\times4}+\frac{1}{4}\left([M_{ssdc2}]+[M_{ssda1}]\right)\right]\begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b1} \\ i_{b2} \\ i_{c1} \end{bmatrix}\right)=U_c[T_{m4}][M_{c4}]-[R_{s4\times4}]\begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b1} \\ i_{b2} \\ i_{c1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt}\left(\left([M_{sr4\times1}]+\frac{1}{4}\left([M_{srdc2}]+[M_{srda1}]\right)\right)i_f\right) \quad (4.30)$$

Avec :

$$[T_{m4}]=\frac{1}{4}\begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 3 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 3 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 3 \end{bmatrix} ; \; [M_{c4}]=[S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}, S_{c1}]^t. \quad (4.31)$$

Le passage au plan de Concordia peut se faire en appliquant :

- la transformation $[T_{4\times4}]^t$ donnée par la relation (4.24) au modèle (4.31).
- la transformation $[T_{4\times4}]^t$ donnée par la relation (4.26) au modèle (4.31).

4.4.2.5. Résultats de simulation et interprétation

Sur les figures (4.6), (4.7) et (4.8) sont représentés les résultats de simulation de l'ensemble onduleur-machine. On a simulé l'ouverture de deux phases « c2, a1 » à l'instant t=1.5 s, en utilisant le régulateur développé au chapitre 3.

- On constate que le système de courants est légèrement déséquilibré que dans le cas de l'ouverture d'une sous-machine par rapport à d'ouverture d'une phase.

- Le couple obtenu avec une MSDE fonctionnant en mode dégradé dû à l'ouverture d'une sous machine est plus lisse que le couple développé par une MSDE à cinq phases.

- Les ondulations de la vitesse sont nettement réduites.

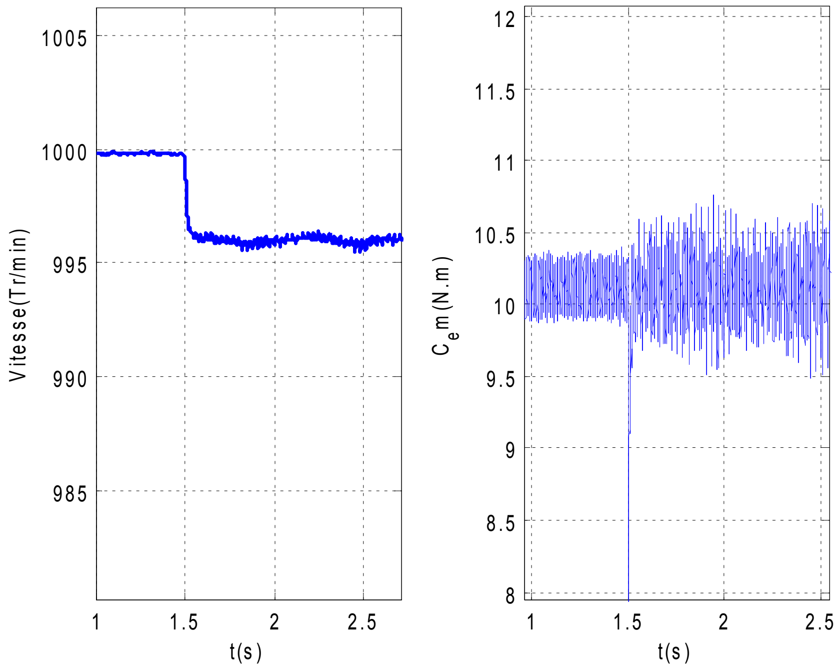

Figure 4.6 : Evolutions de la vitesse, le couple Te, le défaut à t = 1.5 s.

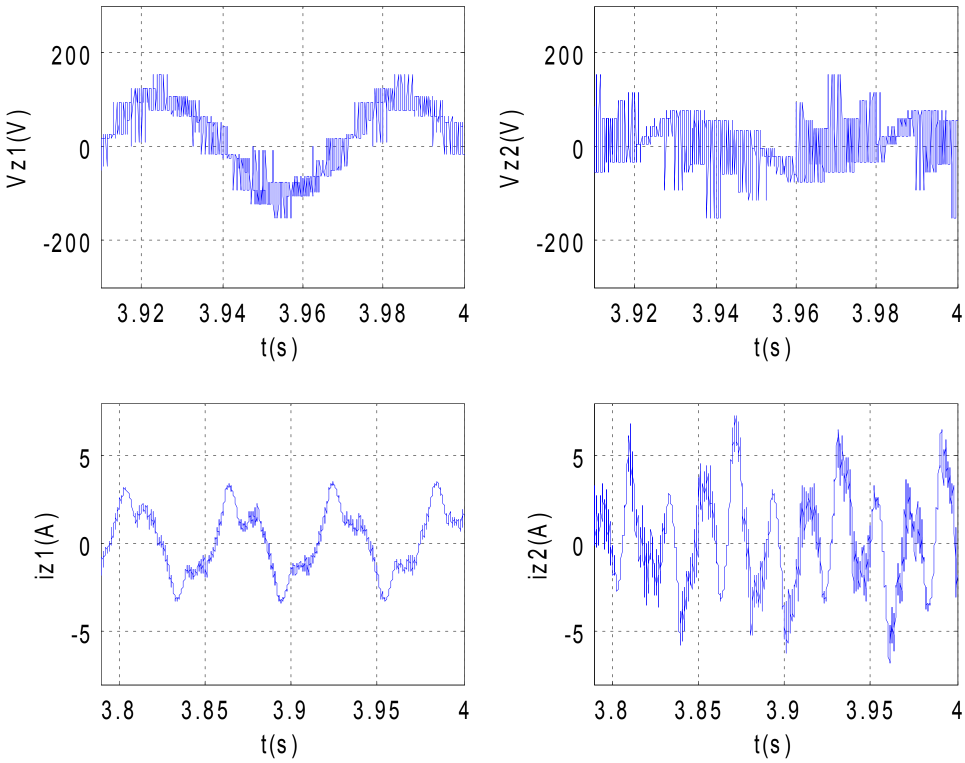

Figure 4.7 : Evolutions des tensions v_{z1}, v_{z2} et les courants i_{z1},i_{z2}

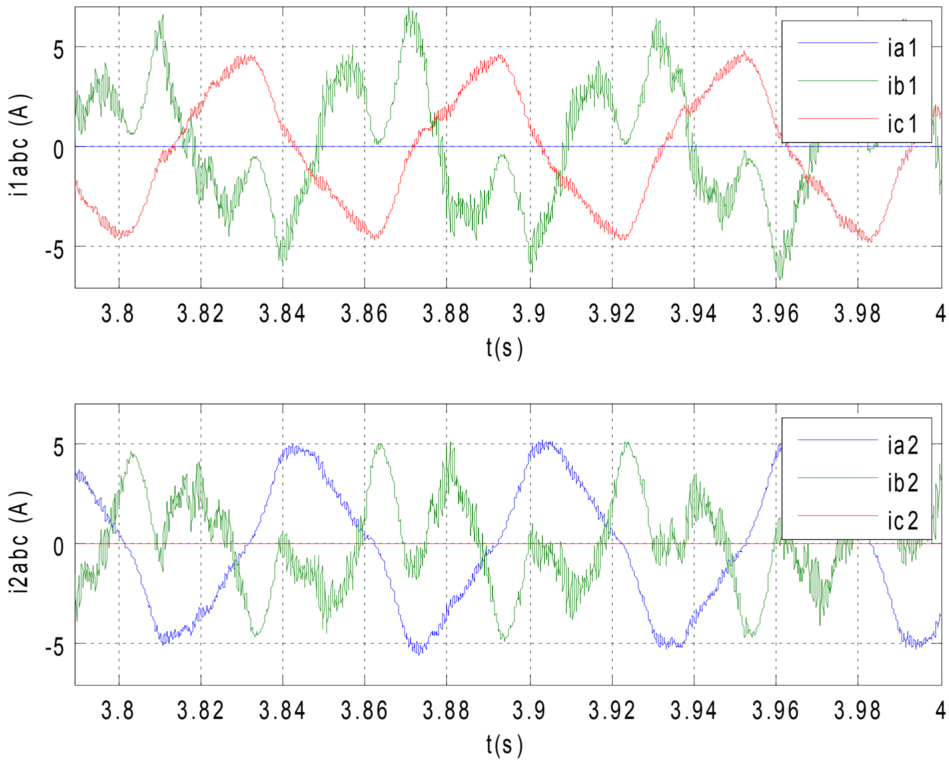

Figure 4.8 : Evolutions des courants de phase i_{a2}, i_{b1}, i_{b2} *et* i_{c1}

4.5. Commande de la MSDE en mode dégradé

L'ouverture d'une phase ou une sous machine provoque un déséquilibre de la machine. En effet, les phases se retrouvent avec des contraintes en courants différentes. Les lois de commande dépendront essentiellement du modèle dynamique développé en vue de la commande en mode dégradé de l'ensemble onduleur-machine.

4.5.1. Modèles en vue de la commande

Les modèles en vue de la commande s'obtiennent aisément. On appliquera la transformée de Park (2.14) aux modèles de la MSDE (4.8), (4.27). Ils sont donnés par :

Ouverture d'une phase :

$$\begin{pmatrix} L_{d11} & L_{q12} & 0 & 0 & 0 \\ L_{d12} & L_{q11} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ v_{z1} \\ v_{z2} \\ v_{z3} \end{pmatrix} - \left[R_s \times I_{5\times 5} + \begin{pmatrix} w.L_{d21} & w.L_{q22} & 0 & 0 & 0 \\ w.L_{d22} & w.L_{q21} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l0 \end{pmatrix} \right] \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} e_d \\ e_q \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.32)$$

Ouverture d'une sous-machine diphasée

1. Approche polyphasée :

$$\begin{pmatrix} L_d & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \\ v_{z1} \\ v_{z2} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_s & -w.L_q & 0 & 0 \\ w.L_d & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{pmatrix} - w.M_d \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} i_f \qquad (4.33)$$

$avec: L_d = l_{sf} + 2M_{ss} + 2M_{sfm}$; $L_q = l_{sf} + 2M_{ss} - 2M_{sfm}$; $M_d = \sqrt{2} M_{sf}$

2. Approche multi-diphasée :

$$\begin{pmatrix} L_d^+ & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_q^+ & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i^+_d \\ i^+_q \\ i^-_d \\ i^-_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v^+_d \\ v^+_q \\ v^-_d \\ v^-_q \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_s & -w.L_q^+ & 0 & 0 \\ w.L_d^+ & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & -w.l_{fs} \\ 0 & 0 & w.l_{fs} & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i^+_d \\ i^+_q \\ i^-_d \\ i^-_q \end{pmatrix} - w.M_d \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} i_f$$

$$avec: L_d^+ = l_{sf} + 2M_{ss} + 2M_{sfm} \text{ ; } L_q^+ = l_{sf} + 2M_{ss} - 2M_{sfm} \text{ ; } M_d = \sqrt{2} M_{sf}; \qquad (4.34)$$

$$p_1 = \begin{bmatrix} \cos(\theta - \pi/6) & -\sin(\theta - \pi/6) \\ \sin(\theta - \pi/6) & \cos(\theta - \pi/6) \end{bmatrix}, \quad p_2 = \begin{bmatrix} \cos(\theta - 5\pi/6) & -\sin(\theta - 5\pi/6) \\ \sin(\theta - 5\pi/6) & \cos(\theta - 5\pi/6) \end{bmatrix}$$

Ainsi la stratégie de commande vue pour le cas de fonctionnement en mode normal de l'ensemble onduleur-MSDE peut s'étendre au cas de fonctionnement en mode dégradé. Nous constatons aussi qu'à i_d nul le flux n'est pas découplé du couple que pour le cas de la déconnection des deux phases « c2 et a1 ».

On a vu qu'en mode normal, la régulation des courants de la machine secondaire à zéro provoque l'équilibrage des courants entre les deux étoiles. Nous montrons qu'en mode dégradé il faut, contrairement au mode normal, imposer au moins un courant de la machine secondaire non nul.

Donc pour annuler la somme des courants de la machine à courants I_d nul, il faut imposer les consignes de courant suivantes :

- Ouverture d'une phase : $\overset{*}{i}_{z1} = \overset{*}{i}_{z2} = 0, \quad , \quad \overset{*}{i}_{z3} = -\frac{1}{\sqrt{6}} \overset{*}{i}_q \cos(\theta)$ (4.35)
- Ouverture d'une sous-machine diphasée

1. Approche polyphasée : $\overset{*}{i}_{z1} = \frac{2}{3+\sqrt{3}} \overset{*}{i}_q \left(\cos(\theta + \frac{\pi}{6}) + \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) \right), \quad \overset{*}{i}_{z2} = 0$ (4.36)

2. Approche multi-diphasée : $\overset{*-}{i_d} = -\frac{1}{\sqrt{3}}\overset{*}{i_q}, \quad \overset{*-}{i_q} = 0$ (4.37)

4.5.2. Synthèse de la loi de commande de la MSDE

Les lois de commande de la MSDE développés en mode normal pour la machine principale restent valables en mode dégradé pour les deux modèles (4.33) et (4.34). En considérant par la suite que le modèle (4.34) car les consignes sont constantes. Le modèle de la MSDE peut être réécrit comme suit:

$$\begin{aligned}
\frac{di_d^+}{dt} &= \frac{1}{L_d^+}(v_d^+ - R_s i_d^+ + pwL_q^+ i_q^+) \\
\frac{di_q^+}{dt} &= \frac{1}{L_q^+}(v_q^+ - R_s i_q^+ - pwL_d^+ i_d^+ - \psi_r pw) \\
\frac{di_d^-}{dt} &= \frac{1}{l_{fs}}(v_d^- - R_s i_d^- + pwl_{fs} i_q^+) \\
\frac{di_q^-}{dt} &= \frac{1}{l_{fs}}(v_q^- - R_s i_q^- + pwl_{fs} i_d^-) \\
\frac{dw}{dt} &= \frac{1}{J}\left[(p\psi_r i_q^+ + p(L_d^+ - L_q^+) i_q^+ i_d^+ - C_r - f_c w\right]
\end{aligned} \tag{4.38}$$

Donc les lois de commande de la MSDE développés en mode normal pour la machine principale restent valables en mode dégradé :

$$\begin{aligned}
v_d^{*+} &= k_d L_d^+ e_d + R_s i_d^+ - wL_q^+ i_q^+ + \frac{pL_d^+}{J}(L_d^+ - L_q^+) e_w i_q^+ \\
v_q^{*+} &= k_q L_q^+ e_d + R_s i_q^+ + wL_d^+ i_d^+ + L_q^+ \dot{i}_q^* \\
\dot{i}_q^{+*} &= \frac{1}{p\psi}((k_w J - f)\dot{e}_w + f\dot{w}^* + J\ddot{w}^*) \\
\psi &= M_d . i_f
\end{aligned} \tag{4.39}$$

Les tensions de références de la machine secondaire $\overset{*-}{v_d}\ et\ \overset{*-}{v_q}$ sont choisies à partir du modèle (4.39) en utilisant la méthodologie Backstepping :

$$\begin{aligned}
v_d^{*-} &= l_{fs}(k_d^- e_d^- + \frac{(k_w J - f)}{\sqrt{3}\psi} k_w e_w) + R_s i_d^- - wl_{fs} i_q^- \\
v_q^{*-} &= k_q^- l_{fs} e_q^- + R_s i_q^- + wl_{fs} i_d^- + L_q \dot{i}_q^* \\
&avec: k_d^-, k_q^- > 0;
\end{aligned} \tag{4.40}$$

$$e_d^- = -\frac{1}{\sqrt{3}}\overset{*}{i}_q - i_d^- \text{ et } e_q^- = -i_q^- \tag{4.41}$$

4.5.3. Résultats de simulation et interprétation

Sur les figure (4.9) et (4.10) sont présentées les résultats de simulation de l'ensemble Onduleur-MSDE fonctionnant en mode dégradé dû à l'ouverture d'une sous- machine. On a simulé l'ouverture de deux phases « c2, a1 » à l'instant t=1.5 s, en utilisant le régulateur développé au chapitre 3 jusqu'à t=2.5s ensuite on introduit le régulateur développé précédemment en utilisant les lois de commande (4.39) et (4.40). Les consignes des courants de la machine secondaire sont imposées en utilisant l'approche des deux sous-machines (4.41).

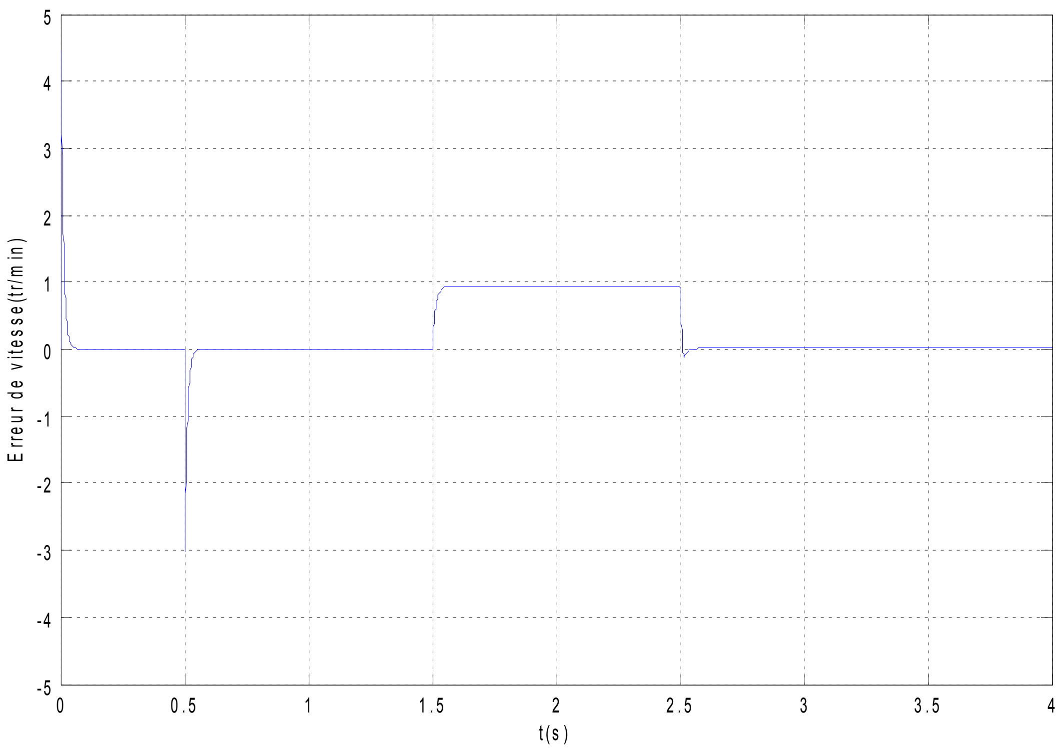

Figure 4.9 : Evolution de l'erreur de vitesse

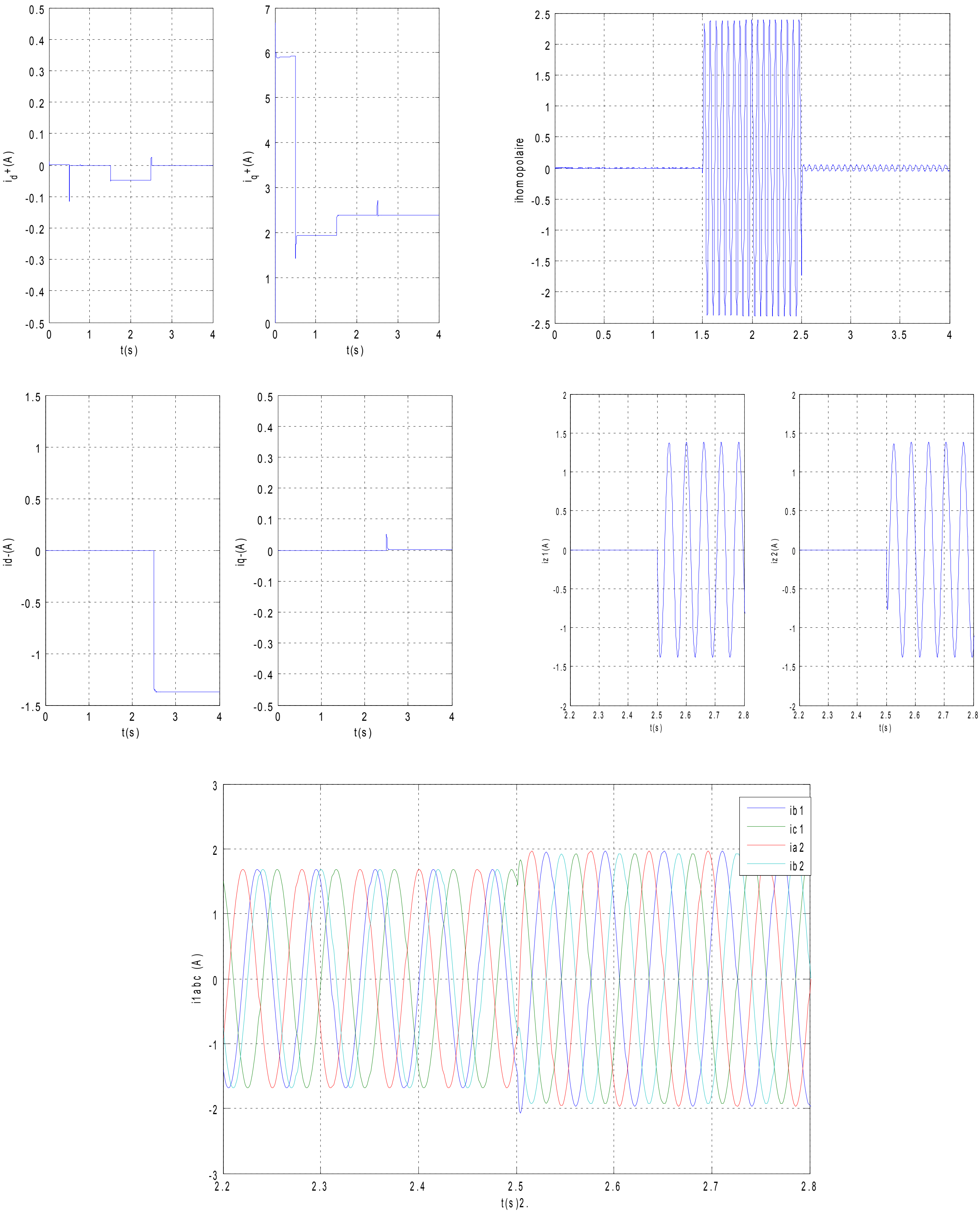

Figure 4.10 : Evolution des grandeurs électriques

Nous avons remarqués que la machine synchrone double étoile se comporte comme une machine tétraphasée. Le système de courants est identique à celui d'une machine à quatre phases régulièrement réparties. Les courants présentent tous la même amplitude comme dans le cas de fonctionnement normal.

Nous constatons aussi que la variation des paramètres interne (L_d, L_q) de la MSDE n'influe pas beaucoup sur le régulateur, car les résultats obtenus sont presque identique à celle de la figure (4.5).

4.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu généraliser les approches de modélisation vues dans chapitre 1, concernant le fonctionnement en mode normal, au cas d'un fonctionnement en mode dégradé d'un enroulement double-étoile.

Nous avons traité deux modes de fonctionnement de la machine en dégradé, à savoir l'ouverture d'une phase et l'ouverture d'une sous-machine diphasée. Pour chacun des modes dégradés on a développé les modèles de simulation pour l'association onduleur-machine. Le modèle est obtenu en utilisant comme vecteur d'entrée les tensions simples de la machine. Ces dernières s'expriment en fonction des tensions à la sortie d'onduleur via une matrice non constante. Le calcul de cette matrice se fait en utilisant les tensions des phases ouvertes.

Contrairement au mode normal, lors du fonctionnement en mode dégradé, la somme des courants de la machine n'est plus nulle vu le déséquilibre des courants provoqué par le mode dégradé. Pour y remédier, les courants de circulation qui sont utiles pour l'équilibre de la machine ne sont plus imposés à zéro comme dans le cas du fonctionnement en mode normal.

Les lois de commande dépendront essentiellement du modèle dynamique développé en vue de la commande en mode dégradé de l'ensemble onduleur-machine.

- Approche polyphasée : la loi de commande n'est pas facile à implanter vu que les consignes de courants ne sont pas constantes. Dans le cas d'ouverture d'une phase le couple obtenu est ondulatoire.

- Approche multi-diphasée : La loi de commande en régime dégradé est similaire à celle en mode normal.

Conclusion Générale

Les travaux présentés dans ce mémoire concernent l'alimentation et la commande d'une machine synchrone à double étoile (MSDE) fonctionnant en mode normal et dégradé, l'alimentation se fait par deux onduleurs de tension triphasée à trois niveaux à structure NPC. Ainsi, il est développé dans ce travail des lois de commande basées sur le contrôle vectorielle associé à la technique backstepping pour la commande de la MSDE.

Dans la première partie, nous nous sommes intéressés aux machines polyphasées et ce qu'elles pouvaient apporter de plus que les machines triphasées. Par la suite, nous avons rappelé les différents modèles pour la modélisation des enroulements polyphasés à une répartition régulière de ses n phases. Ces modèles peuvent s'étendre au cas d'une machine synchrone double étoile (MSDE) à pôles saillants qui présentent un non régularité des déphasages entre les différentes phases successives.

Dans la deuxième partie, nous nous sommes intéressés à la modélisation de la MSDE en utilisant l'approche polyphasée. En effet le modèle obtenu est simple et découplé en vue de la commande de la MSDE. Par la suite, nous avons étudié l'alimentation de la MSDE par deux onduleur à 2 niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale pour différentes valeurs de la période de découpage. Ensuite, nous avons remplacé les onduleurs à deux niveaux par deux onduleurs à 3 niveaux à structure NPC. Nous avons constatés que l'augmentation de la période de découpage et/ou le niveau des onduleurs repousse les harmoniques de tension vers des fréquences élevées, et par conséquence nous avons déduit que l'amplitude des courants de circulation et les ondulations du couple diminuent.

La troisième partie a été consacré à l'étude d'un régulateur non linéaire utilisant la technique de commande Vectorielle/Backstepping basée sur la théorie de la stabilité de Lyapunov afin d'améliorer les performances de la MSDE. Cette technique nous a permis de régler la vitesse, toute en assurant sa stabilité par une méthode simple. L'alimentation de la MSDE par les onduleurs trois niveaux à structure NPC commandés par la technique MLI a permis de réduire les courants de circulation.

En pratique le fonctionnement en mode normal peut être perturbé par un défaut dû souvent aux convertisseurs d'électronique de puissance telle que l'ouverture ou le court-circuit d'un interrupteur. Dans ce contexte, nous avons étudiés dans la quatrième partie l'alimentation et la commande de l'ensemble onduleur-MSDE fonctionnant en mode dégradé, deux modes sont envisagés à savoir :

- L'ouverture d'une phase : le couple est ondulatoire.
- L'ouverture d'une sous-machine diphasée : le couple est constant.

Les courants de circulation qui sont utiles pour l'équilibre de la machine ne sont plus imposés à zéro comme dans le cas du fonctionnement en mode normal.

Parmi les perspectives de ce travail, on peut citer :

- Etude comparative des différentes techniques d'alimentation et de commande, élaborée sous la base de relevés expérimentaux.
- Recherche de solutions structurelles, permettant de réduire les courants de circulation.
- Synthétiser des commandes robustes dans le cas de fonctionnement en mode dégradé.
- Etablir des méthodes de détection de défauts et de commutation d'algorithmes.

ANNEXES

Annexe A

Calcul de la matrice inductance de la MSDE

La matrice inductance peut se décomposer sur sa diagonale par les matrices propres des différents systèmes d'enroulement, Les autres matrices sont introduites par le couplage magnétique de ces systèmes d'enroulement, l'un par rapport à l'autre. Le couplage entre le stator et le rotor est caractérisé par la matrice mutuelle M_{sr} .

En tenant compte des hypothèses de travail, il en résulte les représentations matricielles suivantes de la matrice inductance :

A.1. La MSDE saine

$$[L_{ss}]=[L_s]+[M]\ ;[L_s]=\begin{bmatrix}[L_{11}] & [L_{12}]\\ [L_{21}] & [L_{22}]\end{bmatrix}\ ;\ [M]=\begin{bmatrix}[M_{11}] & [M_{12}]\\ [M_{21}] & [M_{22}]\end{bmatrix};$$

$$[M_{sr}]= M_{sf}\begin{pmatrix}\cos(\theta)\\ \cos(\theta-\gamma)\\ \cos(\theta-2\pi/3)\\ \cos(\theta-\gamma-2\pi/3)\\ \cos(\theta+2\pi/3)\\ \cos(\theta-\gamma+2\pi/3)\end{pmatrix}$$

Où :

$$[L_{11}]=\begin{pmatrix}L_s & M_{ss}\cos(\gamma) & M_s\\ M_{ss}\cos(\gamma) & L_s & M_{ss}\cos(\gamma-2\pi/3)\\ M_s & M_{ss}\cos(\gamma-2\pi/3) & L_s\end{pmatrix}$$

$$[L_{22}]=\begin{pmatrix}L_s & M_{ss}\cos(\gamma-2\pi/3) & M_s\\ M_{ss}\cos(\gamma-2\pi/3) & L_s & M_{ss}\cos(\gamma)\\ M_s & M_{ss}\cos(\gamma) & L_s\end{pmatrix}$$

$$[L_{12}]=\begin{pmatrix} M_{ss}\cos(\gamma+2\pi/3) & M_s & M_{ss}\cos(\gamma-2\pi/3) \\ M_s & M_{ss}\cos(\gamma+2\pi/3) & M_s \\ M_{ss}\cos(\gamma) & M_s & M_{ss}\cos(\gamma+2\pi/3) \end{pmatrix}$$

$$[L_{21}]=[L_{12}]^T$$

$$[M_{11}]=M_{sfm}\begin{pmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta-\gamma) & \cos(2\theta-2\pi/3) \\ \cos(2\theta-\gamma) & \cos(2\theta-\gamma) & \cos(2\theta-\gamma-2\pi/3) \\ \cos(2\theta-2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma-2\pi/3) & \cos(2\theta+2\pi/3) \end{pmatrix}$$

$$[M_{22}]=M_{sfm}\begin{pmatrix} \cos(2(\theta-\gamma)+2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma) & \cos(2(\theta-\gamma)) \\ \cos(2\theta-\gamma) & \cos(2\theta-2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma-2\pi/3) \\ \cos(2(\theta-\gamma)) & \cos(2\theta-\gamma-2\pi/3) & \cos(2(\theta-\gamma)-2\pi/3) \end{pmatrix}$$

$$[M_{21}]=M_{sfm}\begin{pmatrix} \cos(2\theta-\gamma-2\pi/3) & \cos(2\theta+2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma+2\pi/3) \\ \cos(2(\theta-\gamma)-2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma+2\pi/3) & \cos(2(\theta-\gamma)+2\pi/3) \\ \cos(2\theta-\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta-\gamma) \end{pmatrix}$$

$$[M_{12}]=[M_{21}]^T \ ; \ L_s=l_{sf}+M_{ss}$$

A.2. La phase « c2 » déconnectée

$$[L_{ss5\times5}]=l_{fs}[I_{5\times5}]+[M_{1s}]+[M_{2s}(\theta)] \qquad [M_{sr}]=M_{sf}\begin{pmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta-\gamma) \\ \cos(\theta-2\pi/3) \\ \cos(\theta-\gamma-2\pi/3) \\ \cos(\theta+2\pi/3) \end{pmatrix} ;$$

Où :

$$[M_{1s}]=M_{ss}\begin{pmatrix} 1 & \cos(\gamma) & \cos(2\pi/3) & \cos(\gamma+2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ \cos(\gamma) & 1 & \cos(\gamma+4\pi/3) & \cos(2\pi/3) & \cos(\gamma+2\pi/3) \\ \cos(2\pi/3) & \cos(\gamma+4\pi/3) & 1 & \cos(\gamma) & \cos(2\pi/3) \\ \cos(\gamma+2\pi/3) & \cos(2\pi/3) & \cos(\gamma) & 1 & \cos(\gamma+4\pi/3) \\ \cos(4\pi/3) & \cos(\gamma+2\pi/3) & \cos(2\pi/3) & \cos(\gamma+4\pi/3) & 1 \end{pmatrix}$$

$$[M_{2s}(\theta)]=M_{sfm}\begin{pmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta-\gamma) & \cos(2\theta-2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma-2\pi/3) & \cos(2\theta+2\pi/3) \\ \cos(2\theta-\gamma) & \cos(2\theta-2\gamma)) & \cos(2\theta-\gamma-2\pi/3) & \cos(2\theta-2\gamma-2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma+2\pi/3) \\ \cos(2\theta-2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma-2\pi/3) & \cos(2\theta+2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta-\gamma-2\pi/3) & \cos(2\theta-2\gamma-2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta-2\gamma+2\pi/3) & \cos(\gamma+4\pi/3) \\ \cos(2\theta+2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta-\gamma) & \cos(2\theta-2\pi/3) \end{pmatrix}$$

A.3. Les phases « a1 et c2 » déconnectée

$$[L_{ss4\times4}] = l_{fs}[I_{4\times4}] + [M_{1s}] + [M_{2s}(\theta)] \qquad [M_{sr}] = M_{sf}\begin{pmatrix} \cos(\theta-\gamma) \\ \cos(\theta-2\pi/3) \\ \cos(\theta-\gamma-2\pi/3) \\ \cos(\theta+2\pi/3) \end{pmatrix};$$

Où :

$$[M_{1s}] = M_{ss}\begin{pmatrix} 1 & \cos(\gamma+4\pi/3) & \cos(2\pi/3) & \cos(\gamma+2\pi/3) \\ \cos(\gamma+4\pi/3) & 1 & \cos(\gamma) & \cos(2\pi/3) \\ \cos(2\pi/3) & \cos(\gamma) & 1 & \cos(\gamma+4\pi/3) \\ \cos(\gamma+2\pi/3) & \cos(2\pi/3) & \cos(\gamma+4\pi/3) & 1 \end{pmatrix}$$

$$[M_{2s}(\theta)] = M_{sfm}\begin{pmatrix} \cos(2\theta-2\gamma)) & \cos(2\theta-\gamma-2\pi/3) & \cos(2\theta-2\gamma-2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma+2\pi/3) \\ \cos(2\theta-\gamma-2\pi/3) & \cos(2\theta+2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta-2\gamma-2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta-2\gamma+2\pi/3) & \cos(\gamma+4\pi/3) \\ \cos(2\theta-\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta-\gamma) & \cos(2\theta-2\pi/3) \end{pmatrix}$$

A.4. Association Onduleur-MSDE en mode dégradé

La matrice inductance $[M_{ssdc2}]$ est donnée par (4.30) :

$$[M_{ssdc2}] = [M_{1sdc2}] + [M_{2sdc2}(\theta)]$$

Où :

$$[M_{1sdc2}] = M_{SS}\begin{pmatrix} \cos(\gamma+4\pi/3) & \cos(4\pi/3) & \cos(\gamma+2\pi/3) & \cos(4\pi/3) & \cos(\gamma) \\ \cos(\gamma+4\pi/3) & \cos(4\pi/3) & \cos(\gamma+2\pi/3) & \cos(4\pi/3) & \cos(\gamma) \\ \cos(\gamma+4\pi/3) & \cos(4\pi/3) & \cos(\gamma+2\pi/3) & \cos(4\pi/3) & \cos(\gamma) \\ \cos(\gamma+4\pi/3) & \cos(4\pi/3) & \cos(\gamma+2\pi/3) & \cos(4\pi/3) & \cos(\gamma) \\ \cos(\gamma+4\pi/3) & \cos(4\pi/3) & \cos(\gamma+2\pi/3) & \cos(4\pi/3) & \cos(\gamma) \end{pmatrix}$$

$$[M_{2sdc2}(\theta)] = M_{sfm}\begin{pmatrix} \cos(2\theta-\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta-2\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma) & \cos(2\theta-2\gamma) & \cos(2\theta-\gamma-2\pi/3) \\ \cos(2\theta-\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta-2\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma) & \cos(2\theta-2\gamma) & \cos(2\theta-\gamma-2\pi/3) \\ \cos(2\theta-\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta-2\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma) & \cos(2\theta-2\gamma) & \cos(2\theta-\gamma-2\pi/3) \\ \cos(2\theta-\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta-2\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma) & \cos(2\theta-2\gamma) & \cos(2\theta-\gamma-2\pi/3) \\ \cos(2\theta-\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta-2\gamma+2\pi/3) & \cos(2\theta-\gamma) & \cos(2\theta-2\gamma) & \cos(2\theta-\gamma-2\pi/3) \end{pmatrix}$$

Les termes de la matrice inductance $[M_{srdc2}]$ représentent les différentes inductances mutuelles entre la phase déconnectée « c2 » et le rotor

$$[M_{srdc2}] = M_{sf}\cos(\theta - \gamma - 4\pi/3)\begin{pmatrix}1\\1\\1\\1\\1\end{pmatrix}$$

La matrice inductance $[M_{ssda1}]$ est donnée pour la phase déconnectée a1 (4.32) :

$$[M_{ssda1}] = [M_{1sda1}] + [M_{2sda1}(\theta)]$$

Où :

$$[M_{1sda1}] = M_{SS}\begin{pmatrix}\cos(\gamma) & \cos(2\pi/3) & \cos(\gamma + 2\pi/3) & \cos(4\pi/3)\\ \cos(\gamma) & \cos(2\pi/3) & \cos(\gamma + 2\pi/3) & \cos(4\pi/3)\\ \cos(\gamma) & \cos(2\pi/3) & \cos(\gamma + 2\pi/3) & \cos(4\pi/3)\\ \cos(\gamma) & \cos(2\pi/3) & \cos(\gamma + 2\pi/3) & \cos(4\pi/3)\end{pmatrix}$$

$$[M_{2sda1}(\theta)] = M_{sfm}\begin{pmatrix}\cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3)\\ \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3)\\ \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3)\\ \cos(2\theta - \gamma) & \cos(2\theta - 2\pi/3) & \cos(2\theta - \gamma - 2\pi/3) & \cos(2\theta + 2\pi/3)\end{pmatrix}$$

$$[M_{srda1}] = M_{sf}\cos(\theta)\begin{pmatrix}1\\1\\1\\1\end{pmatrix}$$

Annexe B

Calcul des consignes de courants de circulation en mode dégradé

Pour la commande de la vitesse, on impose le courant d'axe d nul et le courant d'axe q constant. On a vu qu'en mode normal, la régulation des courants de circulation à zéro provoque l'équilibrage des courants de la MSDE. Nous montrons qu'en mode dégradé il faut, contrairement au mode normal, imposer au moins un courant de circulation non nul.

B.1. Calcul des références des courants

a- Dans le cas où la phase c2 est déconnectée, D'après la relation (4-6) donnant la matrice de passage du plan réel au plan de Concordia, les courants de phases de la machine sont donnés en fonction des courants d'axes i_α, i_β, i_{z1}, i_{z2} et i_{z3} par la relation :

$$\begin{pmatrix} i_{a1} \\ i_{a2} \\ i_{zb1} \\ i_{b2} \\ i_{c1} \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{3}{2\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & 1 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{3}{2\sqrt{2}} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{3}{2\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \end{pmatrix}$$

La somme des courants de la machine est donnée par :

$$i_{a1} + i_{a2} + i_{b1} + i_{b2} + i_{c1} = \frac{1}{\sqrt{2}} i_\beta + \sqrt{\frac{3}{2}} i_{z2} + \sqrt{3} i_{z3}$$

Dans le plan de Park, cette relation se réécrit :

$$i_{a1} + i_{a2} + i_{b1} + i_{b2} + i_{c1} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_d \sin(\theta) + i_q \cos(\theta)) + \sqrt{\frac{3}{2}} i_{z2} + \sqrt{3} i_{z3}$$

On constate qu'à courants $i_d = i_{z1} = i_{z2} = i_{z3} = 0$ et i_q constant, la somme des courants de machine n'est pas nulle. Cette somme de courants ne dépend pas du courant i_{z1}, donc a priori nous pouvons imposer le courant i_{z1} nul en plus du courant i_d nul. Nous recherchons la solution qui minimise les courants de circulation. Nous retenons celle qui impose un deuxième courant de circulation i_{z2} nul et qui réduit le dernier courant i_{z3}. Donc pour annuler la somme des courants de la machine à courants I_d nul et I_q constant, il faut imposer les consignes de courant suivantes :

$$i^*_{z1} = i^*_{z2} = 0, \quad , \quad i^*_{z3} = -\frac{1}{\sqrt{6}} i^*_q \cos(\theta)$$

b- Dans le cas où les phases c2 et a1 sont déconnectées.

D'après la relation donnant la matrice de passage du plan réel au plan de Concordia utilisant l'approche polyphasée, les courants de phases de la machine sont donnés en fonction des courants d'axes i_α, i_β, i_{z1} et i_{z2} par la relation :

$$\begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b1} \\ i_{b2} \\ i_{c1} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -1 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{bmatrix}$$

La somme des courants de la machine est donnée par

$$i_{a2} + i_{b1} + i_{b2} + i_{c1} = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(\frac{1-\sqrt{3}}{2} i_{\alpha} + \frac{1+\sqrt{3}}{2} i_{\beta} - \frac{3+\sqrt{3}}{2} i_{z1} + \frac{\sqrt{3}-3}{2} i_{z2}\right)$$

Dans le plan de Park, cette somme se réécrire à courant I_d nul comme suit :

$$i_{a2} + i_{b1} + i_{b2} + i_{c1} = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(i_q\left(\cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right) - \frac{3+\sqrt{3}}{2} i_{z1} + \frac{\sqrt{3}-3}{2} i_{z2}\right)$$

En imposant les consignes de courants $i_d = i_{z1} = i_{z2} = 0$ et i_q constant, la somme des courants devient :

$$i_{a2} + i_{b1} + i_{b2} + i_{c1} = \frac{1}{\sqrt{2}} i_q\left(\cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right)$$

On constate que la somme des courants de la machine n'est pas nulle.

Dans ce cas afin d'annuler la somme des courants de la machine à courants I_d nul et I_q constant, il faut imposer les consignes de courant suivantes :

$$\overset{*}{i}_{z1} = \frac{2}{3+\sqrt{3}} \overset{*}{i}_q\left(\cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + \sin\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right)\right)$$

$$\overset{*}{i}_{z2} = 0$$

Afin d'éviter de travailler avec des consignes dépendant de la position du rotor, on utilise l'approche multi-diphasée.

D'après la relation (4-24) la somme des courants de la machine est donnée par :

$$i_{a2} + i_{b1} + i_{b2} + i_{c1} = (i_{\alpha 1} + i_{\beta 1} + i_{\alpha 2} + i_{\beta 2})$$

En appliquant les transformées de Park $p(\theta - \frac{\pi}{6})$ et $p(\theta - \frac{5\pi}{6})$ respectivement pour les deux sous machine (a2,b1) et (b2,c1) suivante :

$$\begin{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{a2} \\ i_{b1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i_{b2} \\ i_{c1} \end{bmatrix} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p(\theta - \frac{\pi}{6}) & 0_{2\times2} \\ 0_{2\times2} & p(\theta - \frac{5\pi}{6}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} i^{+}{}_{d} \\ i^{+}{}_{q} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} i^{-}{}_{d} \\ i^{-}{}_{d} \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

Dans le plan de Park, cette somme se réécrire à courant $i^{+}{}_{d}$ nul comme suit :

$$i_{a2} + i_{b1} + i_{b2} + i_{c1} = \frac{1}{2}\left[(\sqrt{2}\, i_q^{+} + \sqrt{6}\, i_d^{-})(\cos(\theta) + \sin(\theta)) + \sqrt{6}\, i_q^{-}(\cos(\theta) - \sin(\theta))\right]$$

Afin d'annuler la somme des courants de la machine à courants $i^{+}{}_{d}$ nul et $i^{+}{}_{q}$ constant, il faut imposer les consignes de courant suivantes :

$$\overset{*-}{i_d} = -\frac{1}{\sqrt{3}}\overset{*}{i_q}, \quad \overset{*-}{i_q} = 0$$

Annexe C

Les paramètres de la machine synchrone double étoile

Puissance nominale	$P_n = 5\,kW$
Tension nominale	$Vn = 230\,V$
Résistance d'une phase statorique	$R_s = 2.35\Omega$
Résistance rotorique	$R_r = 30.3\Omega$
Inductance sur l'axe d	$L_d = 0.1961H$
Mutuele sur l'axe d	$M_d = 0.185H$
Inductances sur l'axe q	$L_q = 0.1105H$
Mutuele sur l'axe q	$M_q = 0.1005H$
Inductace rotorique	$L_f = 15H$
Mutuele (stator-rotor)	$M_{fd} = 1.518H$
Courant d'éxcitation	$i_f = 1A$
Moment d'inertie	$J = 0.05\,N.ms^2\,/\,rad$
Coefficient de frottement	$f = 0.001N.s/\,rad$
Nombre de paire de pôle	$p = 1$
Déphasage entre les deux étoiles	$\gamma = 30^{\circ}$

BIBLIOGRAPHIE

[Arc 99] A.Arcker "Contrôle direct du couple électromagnétique de machine asynchrone à grande puissance", Thèse de doctorat de l'Institut Polytechnique de Toulouse, Février 1999.

[Ben 03] M.F.Benkhoris, M.Merabtene, F.Meibody-Tabar, B.Davat, E.Semail "Approches de modélisation de la machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs de tension en vue de la commande" RIGE, Vol 6, N°5-6 pp.579-608, 2003.

[Bou 07] I.Boulikaibet "Une étude en simulation de stratégies de commande non linéaire", Thèse de magister de Universite Mentouri de Constantine, 2007.

[Bou 08.a] D.Boudana, L.Nezli, M.O.Mahmoudi, A.Tlemçani, M.Djemai "DTC based on Fuzzy Logic Control of a Double Star Synchronous Machine Drive", Nonlinear Dynamics and Systems Theory, Vol.3 pp. 269-286, July 2008.

[Bou 08.b] D.Boudana, L.Nezli, M.O.Mahmoudi, A.Tlemçani, M.Djemai "Backstepping/DTC control of a Double Star Synchronous Machine Drive", Archives of Sciences, 2008. (Article soumis)

[Bou 09] D.Boudana " la commande DTC basée sur les techniques de contrôle robustes de la machine synchrone à double étoile alimentée par convertisseurs multiniveaux", Thèse de Doctorat, ENSP, Alger, 2009.

[Bou 97] E.Bounadja " Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile", Thèse de Magister, UHBC, Chlef, 1997.

[Che 11] A.Chebbi "Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse", Thèse de magister de Universite Batna, 2011.

[Crév 10] Yvan.Crévits" Caractérisation et commande des entraînements polyphasés en mode dégradé d'alimentation", Thèse de Doctorat, UST, Lille, 2010.

[Had 00] D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug "Modeling on double star induction motor for space vector PWM control", ICEM 2000,Vol.1 pp. 392-396, Finlande.

[Had 01] D.Hadiouche " Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure ", Thèse de Doctorat, UHP, Nancy I, 2001.

[Kec 12] A.Kechich, B.Mazari, "Application to adaptative Backstepping for a permanent magnet synchronous machine", Mediamira Science Publisher, Vol.53, N°1, 2012 pp. 50-58.

[Kes 03] X.Kestelyn "Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés ", Thèse de doctorat, Université de Lille 1, Décembre 2003.

[Lat 06] R.Lateb "Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : Application à la propulsion marine par POD", l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Octobre 2006.

[Liu 04] J.Liu, P.S.Wu, H.Y.Bai, X.Huang, "Application of fuzzy control in direct torque control of permanent magnet synchronous motor", Proceeding of the 5th World Congress on Intelligent Control and Automation, Hangzhou, P.R. China pp. 4573-4576. June 15-19. 2004.

[Loc 06] F.Locment "Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimant permanents et à flux axial : commande vectorielle en modes normales et dégradé ", Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille, Décembre 2006.

[Mad 04] N.Madani, "Commande à structure variable d'une machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs MLI ", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, December 2004.

[Mar 03] J.Martin" Contribution à l'alimentation en tension de machines synchrones a aimants permanents a nombre de phases élevé : fonctionnement normal et dégradé ", Thèse de Doctorat, INP,Lorrraine, 2003.

[Mer 05] M.Merabtene, "Modélisation dynamique et commande d'une machine synchrone double étoile, alimentée par des onduleurs MLI fonctionnement en mode normal et dégrade ", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Juillet 2005.

[Mer 10] M.SMerzoug, H.Benalla, "Nonlinear Backstepping control of permanent magnet synchronous motor ", International Jornal of Systems Control, Vol.1, N°1, 2010 pp. 30-34.

[Mou 98] N.Moubayed, F.Meibody-Tabar, B.Davat, "Alimentation par deux onduleurs de tension d'une machine synchrone double étoile" , Revue Internationale de Génie Electrique (RIGE), Vol.1, N°4, 1998 pp. 457-470.

[Nez 05] L.Nezli, M.O.Mahmoudi, M.S.Boucherit, M.Djemai, "On vector control of double star synchronous machine with current fed inverters", The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol.1, N°3, July 2005.

[Nez 06] L.Nezli, "Contribution à la commande par les techniques modernes des machines synchrones ", Thèse de doctorat de E.N.P Alger, Juillet 2006.

[Ter 00] F.Terrien, "Commande d'une machine synchrone double étoile, alimentée par deux onduleurs MLI ", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Décembre 2000.

[Zha95] Y.Zhao. T.A.Lipo, "Space vector PMW control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition", IEEE Transactions on Industry Applications. Vol, 31, N° 5. Septembre/Octobre 1995. pp. 1100-1109.

[Zho02] J.Zhou. Y.Wang, "Adaptive backstepping speed controller design for permanent magnet synchronous motor" IEE Pro.-Electr. Power Appl., Vol. 149, N°2, March 2002.

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE HASSIBA BEN BOUALI DE CHLEF

Faculté de Technologie

Département d'Electrotechnique

Résumé de Mémoire

En vue de l'obtention du diplôme de

MAGISTER EN GENIE ELECTRIQUE

ECOLE DOCTORALE

Option : Entrainement des Systèmes Electriques

Présenté par

DJOUADI ABID

Ingénieur d'état en électromécanique UMBB

Thème

«Alimentation et Commande d'une Machine Synchrone Polyphasée en Régime Dégradé : Application à la Machine Synchrone Double Etoile»

Soutenue Devant le jury:

BELMADANI Bachir	**Professeur**	**UHBC.Chlef**	**Président**
NEZLI Lezhari	**Professeur**	**E.N.P. Alger**	**Rapporteur**
BOUDANA Djamal	**maître de conférence A**	**UM.Médéa**	**Co-Rapporteur**
MAHMOUDI Mohand Oulhadj	**Professeur**	**E.N.P. Alger**	**Examinateur**
DJAHBAR Abdelkader	**maître de conférence A**	**UHBC. Chlef**	**Examinateur**

-Année Universitaire 2013/2014-

Introduction générale

Les machines électriques triphasées sont de loin les mieux connues (fabrication, techniques de bobinages, alimentation, commande,...) et restent les plus utilisées. Leurs alimentations, maintenant sont réalisées par des onduleurs de tension dont les interrupteurs sont commandés en Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI), permettent d'obtenir de bonnes performances surtout dans le domaine de la vitesse variable.

Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle. A puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. Les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevés, provoquant ainsi un vieillissement accéléré des isolants [Bou 09].

Afin d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale par exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des structures multi-niveaux ou à la mise en parallèle de convertisseurs. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines polyphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois), alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases. L'idée de multiplier le nombre de phases trouve là une de ses principales raisons d'être. En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus élevé de bras, chacun d'eux est alors dimensionné pour une puissance réduite, ce qui permet d'obtenir des fréquences de commutation plus élevées et donc des ondulations de courant et de couple amoindries [Had 01].
Un des exemples les plus courants des machines polyphasées est la Machine Synchrone Double Etoile (MSDE). Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques, les deux étoiles, se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30°. Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence de manière significative des ondulations du couple électromagnétique. Enfin, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, en régime dégradé (une ou plusieurs phases en défaut).

L'étude en fonctionnement normal des entraînements électriques polyphasés employés dans les systèmes industriels fait l'objet de nombreux travaux. Lorsque l'alimentation de la machine est altérée par l'ouverture accidentelle de l'une des phases, la marche du système n'est alors plus satisfaisante. Si aucune mesure n'est prise, cela peut occasionner des conséquences défavorables : l'arrêt du système, des détériorations graves, voire la destruction de l'entraînement. Le fonctionnement peut aussi se poursuivre, mais dans des conditions très défavorables, accompagnées d'oscillations de couple. Ces dernières n'occasionnent bien souvent que des désagréments, comme des vibrations audibles dans le cas des éoliennes. Mais pour certaines applications sensibles, elles peuvent être nocives pour les constituants mécaniques, comme les paliers pour les applications à vitesse élevée, voire inadéquates, comme la perte de la furtivité de la motorisation des navires militaires. La dégradation peut même devenir critique si l'on considère que la sûreté de fonctionnement est primordiale : continuité de service dans les systèmes embarqués, maintien de paramètres de production dans l'industrie chimique ou nucléaire, etc [Mer 05].
De ce fait, le mode dégradé qui découle du défaut d'alimentation revêt une grande importance et l'étude de son impact sur le fonctionnement de la machine apparaît essentielle. Des études ont donc été menées pour prolonger pendant une certaine durée, même limitée, le fonctionnement de l'ensemble, tout en garantissant un niveau de performances satisfaisant, ainsi que la sécurité des personnes et des équipements.

Le travail présenté dans ce résumé concerne l'alimentation et la commande de la MSDE à pôle saillant fonctionnant en mode normal et dégradé. Il nous apparaît nécessaire de consacrer le chapitre un à quelques généralités concernant les machines polyphasées, ensuite on présente les différents outils méthodologiques pour la modélisation des enroulements polyphasés dans une base orthonormée dans laquelle le modèle obtenu est simple et découplé du point de vue de sa commande. Dans le deuxième chapitre nous modélisons la MSDE à l'aide des approches vue au chapitre 1, ensuite on alimente la machine par deux onduleurs de tension à deux niveaux puis à trois niveaux à structure NPC. En effet, les convertisseurs multi-niveaux permettent de synthétiser des tensions très proches de la sinusoïde. Plus le nombre de niveau augmente plus le signal de sortie s'approche de la sinusoïde avec un minimum de distorsion harmonique. Dans Le troisième chapitre nous appliquons la commande vectorielle à la machine synchrone double étoile et nous détaillons la stratégie du commande dans le cas où le courant Id est nul. Après le découplage du modèle de la MSDE, nous avons procéder au réglage de la vitesse de la MSDE par la méthodologie Backstepping. Le quatrième chapitre traite la modélisation, l'alimentation et la commande de la machine synchrone double étoile lorsque un défaut électrique apparait.

A la fin de ce travail, une conclusion générale résumant les principaux résultats obtenus a été traitée.

1. Etat de l'art

Les machines triphasées à courant alternatif dominent assez largement le domaine des machines électriques, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines polyphasées"[Had 01].

1.1 Avantages des machines polyphasées

- Elimination d'harmoniques d'espace.
- Minimisation des ondulations du couple.
- Amélioration de la fiabilité.
- Segmentation de puissance.

1.2 Inconvénients des machines polyphasées

L'apparition de courants harmoniques de circulation constitue l'inconvénient majeur des machines polyphasées alimentées par onduleur de tension.
Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine. Mais plus la puissance augmente, moins le problème devient signifiant.
La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée (contrôle du convertisseur statique) spécifiques et adaptées., puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasées ne peuvent pas directement être appliquées (surtout pour les machines de Type 2). Il existe peu de travaux sur des techniques de MLI pour onduleurs polyphasés[Had 01].

1.3 Modélisation Des Machine Polyphasées

Un enroulement polyphasé est caractérisé par une répartition régulière de ses n phases. Le déphasage entre deux phases successives est de ($2\pi/n$). Généralement la matrice inductance d'un enroulement polyphasé est pleine, ce qui se traduit pour la commande en un système fortement couplé. Cependant, comme toutes les matrices inductances stator sont circulantes alors la matrice inductance est diagonalisable [Bas95] et il existe une base orthogonale de vecteurs propres. Par conséquent, on sait qu'il existe un repère au sein duquel les équations de la machine sont découplées. Ceci a l'avantage du point de vue simulation de faciliter l'inversion de la matrice et du point de vue commande d'aboutir à des systèmes découplés, ce qui facilitera la synthèse des correcteurs ou de la commande.

L'objectif est de rechercher une base de travail orthonormée dans laquelle la matrice inductance est diagonale. Pour ce faire, il faut trouver la matrice de transformation qui permet le passage de la base initiale à la base orthogonale. Nous cherchons aussi à systématiser l'écriture des valeurs propres de la matrice inductance.

Dans la littérature on retrouve plusieurs approches pour l'obtention de la matrice de transformation [Mer 05]. On les classe en trois catégories suivant l’approche de base :

- **Formalisme vectoriel:** Modèle dans la base de Concordia.
- **Projection des axes magnétiques sur un repère polyphasé orthonormé:** Modèle dans la base (α,β,z1,z2, …zN-2).
- **Sommes et différence des variables d’état:** modèle multi-étoile multi-diphasée.

Les modèles de diagonalisation de la matrice inductance présenté précédemment, peuvent s’étendre au cas d’un enroulement multi-étoiles caractérisé par un décalage γ régulier entre les étoiles et un non régularité des déphasages entre les différentes phases successives [Mad04]. Par la suite nous les appliquons au cas d'une machine synchrone à double étoile décalée de 30°.

1.4 CONCLUSION

Dans cette partie, nous nous sommes intéressés aux machines multiphasées et ce qu'elles pouvaient apporter de plus que les machines triphasées. Par la suite, nous avons rappelé les différents modèles pour la modélisation des enroulements polyphasés à une répartition régulière de ses n phases. Ces modèles peuvent s’étendre au cas d’une machine synchrone double étoile (MSDE) à pole saillant qui présente un non régularité des déphasages entre les différentes phases successives.

2. Modélisation ensemble onduleur-MSDE fonctionnant en mode normal

2.1 Modélisation de la MSDE

La machine double étoile est la machine polyphasées la plus courante, sans doute parce qu'elle constitue un bon compromis entre une segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur-machine pas trop compliqué. Le système étudié est d’un :

- Induit fixe portant deux enroulements triphasés montés en étoile et décalés entre eux d’un angle électrique de 30°.

- Inducteur tournant, à pôles saillants et sans amortisseurs, alimenté en courant continu portant un enroulement d’excitation décalé par rapport à l’axe de la phase statorique d'un angle mesurant la position du rotor (Figure 1).

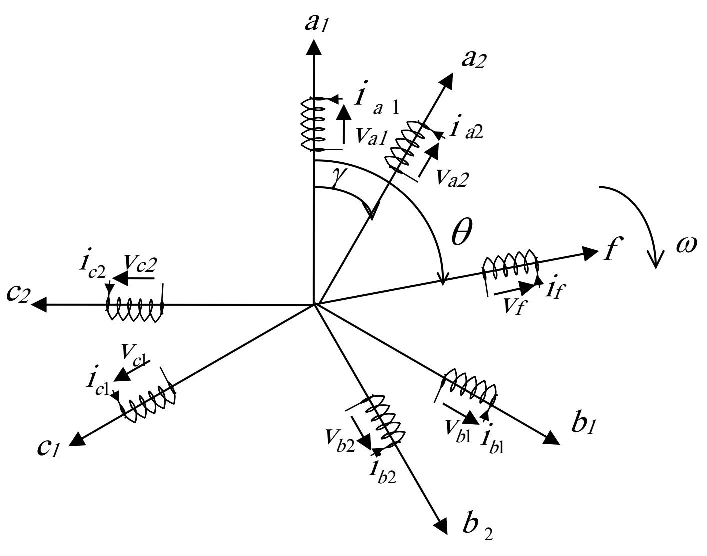

Figure 1: Représentation schématique de la MSDE

Afin de réduire la complexité du modèle non linéaire, nous adoptons les hypothèses simplificatrices habituelles. Exprimé dans la base naturelle le modèle de la MSDE s'écrit sous la forme matricielle comme suit :

$$[V_s]=[R_s][I_s]+\frac{d}{dt}\left([L_{ss}][I_s]+[M_{sr}]\,i_f\right) \tag{1}$$

$$v_f=r_f i_f+\frac{d}{dt}\left(L_f\,i_f+[M_{sr}]^T\,[I_s]\right) \tag{2}$$

Nous avons donc, un système de sept équations différentielles dont certains coefficients sont en fonction de la position du rotor. Pour faire face à ce problème, nous considérons la matrice $[T_6]^T$. qui offre le passage d'un système hexaphasé à un système équivalent découplé :

- l'approche polyphasée est appliquée lorsque la MSDE est considérée comme une machine hexaphasée. Cette approche transforme d'une manière globale le système hexaphasé en un système fictif hexaphasé parfaitement découplé. On définit les nouvelles variables de la MSDE, exprimées dans le référentiel α β $Z_1Z_2Z_3Z_4$, qui sont obtenues en diagonalisant la matrice des inductances, par la matrice $[T_6]^t$:

$$\begin{bmatrix}x_\alpha & x_\beta & x_{z1} & x_{z2} & x_{z3} & x_{z4}\end{bmatrix}^T=[T_s]^T\begin{bmatrix}x_{a1} & x_{a2} & x_{b1} & x_{b2} & x_{c1} & x_{c2}\end{bmatrix}^T \tag{3}$$

Où : x peut être tension, courant ou flux et

$$[T_6]^T=\frac{1}{\sqrt{3}}\begin{pmatrix}\cos(0) & \cos(\gamma) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{2\pi}{3}+\gamma) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & \cos(\frac{4\pi}{3}+\gamma)\\ \sin(0) & \sin(\gamma) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{2\pi}{3}+\gamma) & \sin(\frac{4\pi}{3}) & \sin(\frac{4\pi}{3}+\gamma)\\ \cos(0) & \cos(\pi-\gamma) & \cos(\frac{4\pi}{3}) & \cos(\frac{\pi}{3}-\gamma) & \cos(\frac{2\pi}{3}) & \cos(\frac{5\pi}{3}-\gamma)\\ \sin(0) & \sin(\pi-\gamma) & \sin(\frac{4\pi}{3}) & \sin(\frac{\pi}{3}-\gamma) & \sin(\frac{2\pi}{3}) & \sin(\frac{5\pi}{3}-\gamma)\\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1\end{pmatrix} \tag{4}$$

On applique les transformations $[T_6]^t$ au modèle (1.1), Le modèle de la MSDE, peut être représenté dans le référentiel α β $Z_1Z_2Z_3Z_4$, par trois sous espace comme suit :

- Dans l'espace (α, β), la tension statorique de la MSDE est donnée par :

$$\begin{pmatrix}v_\alpha\\ v_\beta\end{pmatrix}=R_s\begin{pmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{pmatrix}+\frac{d}{dt}\begin{pmatrix}l_{fs}+3M_{ss} & 0\\ 0 & l_{fs}+3M_{ss}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{pmatrix}+\sqrt{3}M_{sf}\frac{d}{dt}\begin{pmatrix}\cos(\theta)\\ \sin(\theta)\end{pmatrix}i_f+$$
$$M_{sfm}\frac{d}{dt}\begin{pmatrix}3\cos(2\theta) & 3\sin(2\theta)\\ 3\sin(2\theta) & -3\cos(2\theta)\end{pmatrix}\begin{pmatrix}i_\alpha\\ i_\beta\end{pmatrix} \tag{5}$$

- Le modèle de la MSDE dans le repère (z_1, z_2) est:

$$\begin{pmatrix}v_{z1}\\ v_{z2}\end{pmatrix}=R_s\begin{pmatrix}i_{z1}\\ i_{z2}\end{pmatrix}+\frac{d}{dt}\begin{pmatrix}l_{fs} & 0\\ 0 & l_{fs}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}i_{z1}\\ i_{z2}\end{pmatrix} \tag{6}$$

- Dans le repère (z_3, z_4) le modèle de la MSDE est donné par :

$$\begin{pmatrix}v_{z3}\\ v_{z4}\end{pmatrix}=R_s\begin{pmatrix}i_{z3}\\ i_{z4}\end{pmatrix}+\frac{d}{dt}\begin{pmatrix}l_{fs} & 0\\ 0 & l_{fs}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}i_{z3}\\ i_{z4}\end{pmatrix} \tag{7}$$

On remarque que :

- La MSDE peut être décomposée en trois machines fictives totalement découplées.
- La totalité de conversion électromagnétique s'effectue dans le repère α,β. Donc la machine fictive dans le repère α,β contribue à la création du couple électromagnétique.
- Le modèle de la MSDE dans le repère (z_1, z_2) ne crée pas de couple. Les courants i_{z1}, i_{z2} sont appelés courants de circulation, ils dépendent fortement de l'angle entre les deux étoiles 'γ' ainsi que du type d'alimentation de la MSDE.
- Le modèle de la MSDE dans le repère (z_3, z_4) est formé par les composantes homopolaires qui sont nulles lorsque le neutre est isolé.

Le passage au référentiel de Park est obtenu en appliquant la matrice de rotation suivante :

$$[P] = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (8)$$

Les équations électriques de la machine s'écrivent :

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + pL_q \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + M_d \omega \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} i_f \quad (9)$$

Le couple électromagnétique de la machine est donné par :

$$T_e = P(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (10)$$

Avec : $\varphi_d = L_d\, i_d + M_d\, i_f;\ \varphi_q = L_q\, i_q$

2.2 Modélisation de l'alimentation de la MSDE

Dans la partie précédente, on a montré que les courants de circulation i_{zi} ne participent pas à la création du couple et que ces courants ne sont limités que par la résistance statorique et l'inductance de fuites. Pour éliminer les courants de circulation on doit alimenter la MSDE par un système de tension sinusoïdale, et donc par des tensions v_{zi} nulles. La structure des onduleurs multiniveaux permet de synthétiser un signal sinusoïdal à partir de plusieurs niveaux de tensions. Plus on augmente le nombre de niveaux, plus le signal de sortie s'approche de la sinusoïde avec un minimum de distorsion harmonique [Ber95].

L'alimentation en tension de la MSDE peut se faire en utilisant plusieurs structures d'onduleurs. Nous nous intéressons dans cette étude à l'alimentation par onduleur héxaphasé à trois niveaux à structure NPC.

a. Modélisation du fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

La structure générale de l'onduleur de tension en pont triphasé de type NPC à trois niveaux est représentée par la figure (2). L'onduleur est composé de trois bras, chaque bras est constitué de quatre pairs transistors-diodes qui sont montés en tête bêche et de deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Le point milieu de chaque bras est relié au point milieu de la source continue.

Par la combinaison des quatre interrupteurs d'un même bras, on obtient 2^4 séquences possibles. Seules cinq séquences sont fonctionnelles, les autres provoquent soient des courts-circuits des sources de tension continue, soient la déconnexion de la charge. Ainsi l'état des interrupteurs est représenté par six grandeurs booléennes S_k (k = a_1,a_2,b_1,b_2,c_1 et c_2). Les tensions à la sortie de l'onduleur par rapport au point (n) sont données par:

$$\begin{pmatrix} V_{a1n} \\ V_{a2n} \\ V_{b1n} \\ V_{b2n} \\ V_{c1n} \\ V_{c2n} \end{pmatrix} = \frac{U_c}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 & & & \\ -1 & 2 & -1 & & 0_{3\times3} & \\ -1 & -1 & 2 & & & \\ & & & 2 & -1 & -1 \\ & 0_{3\times3} & & -1 & 2 & -1 \\ & & & -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} . \begin{pmatrix} S_{a1} \\ S_{a2} \\ S_{b1} \\ S_{b2} \\ S_{c1} \\ S_{c2} \end{pmatrix} . \tag{11}$$

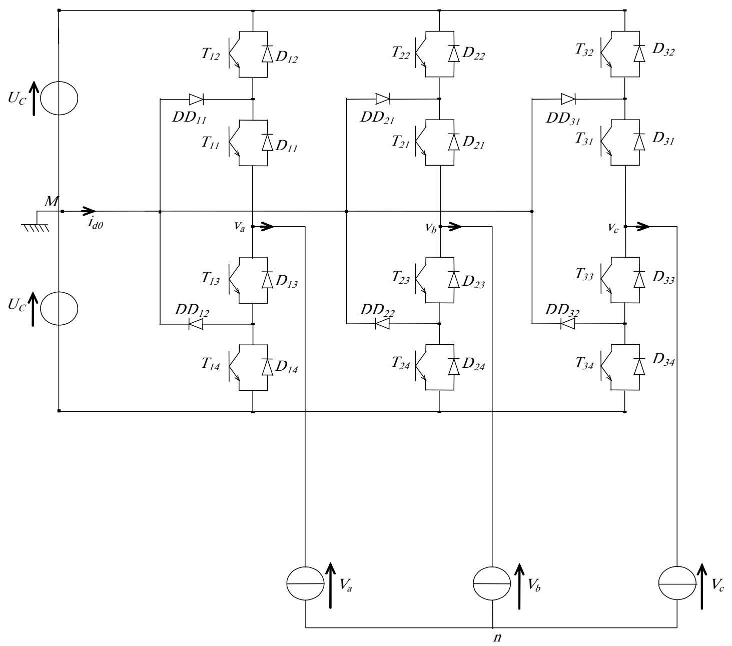

Figure 2 : Schéma générale de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC

b. Stratégie de commande de l'association onduleurs trois niveaux NPC – MSDE

Plusieurs études sont faites sur les stratégies de commande des onduleurs de tension à trois niveaux [Berko95]. Afin de générer une source de tension la plus sinusoïdale possible, on a commandé l'onduleur à trois niveaux par la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale. Le principe de cette stratégie repose sur la comparaison d'une ou plusieurs porteuses triangulaire ou en dent de scie et d'une modulante. La modulante est l'image de la grandeur électrique à contrôler. La fréquence de la porteuse f_p est beaucoup plus élevée que celle de la modulante f. Le rapport « m » entre les deux fréquences est un paramètre essentiel de la qualité spectrale des grandeurs électriques à contrôler.

2.3 Résultats de simulation

Les résultats de simulation de l'ensemble MSDE-Onduleurs à trois niveaux à structure NPC commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale sont représentés par les figures 3.a et 3.b. On remarque :

- L'absence des harmoniques pairs et ceux impairs de rang multiple de trois.
- Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de la porteuse f_p.
- L'augmentation de la valeur de l'indice de modulation m permet de repousser les harmoniques les plus importants vers des fréquences élevées.
- L'amplitude maximale des tensions v_{z1}, v_{z2} est la même quelque soit la valeur de m, par contre la largeur des créneaux diminue quand m augmente.
- L'amplitude des courants de circulation i_{z1} et i_{z2} et les ondulations du couple et de courant de phase diminuent lorsque m augmente.

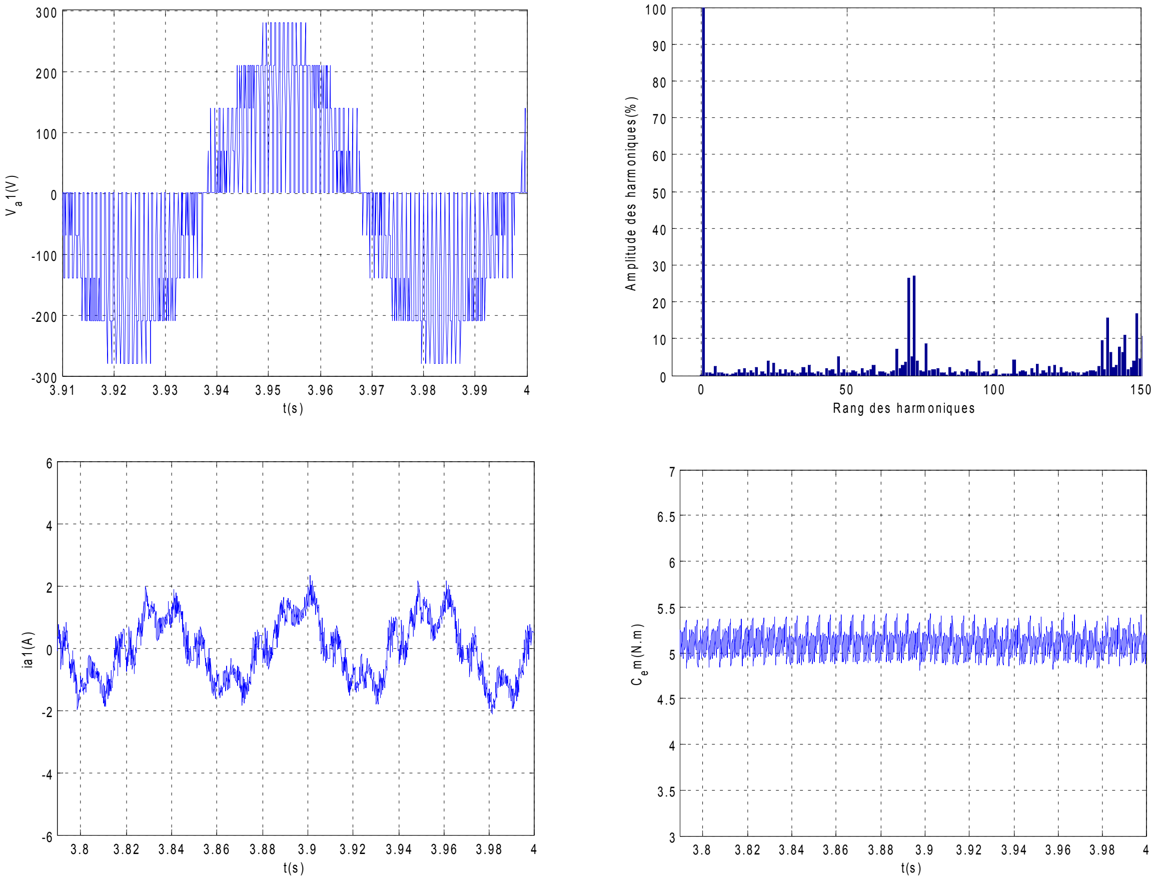

Figure 3.a : Tensions v_{a1}, courant de phase ia_1 et couple T_e de la MSDE pour m=36 ; C_r=5N.m.

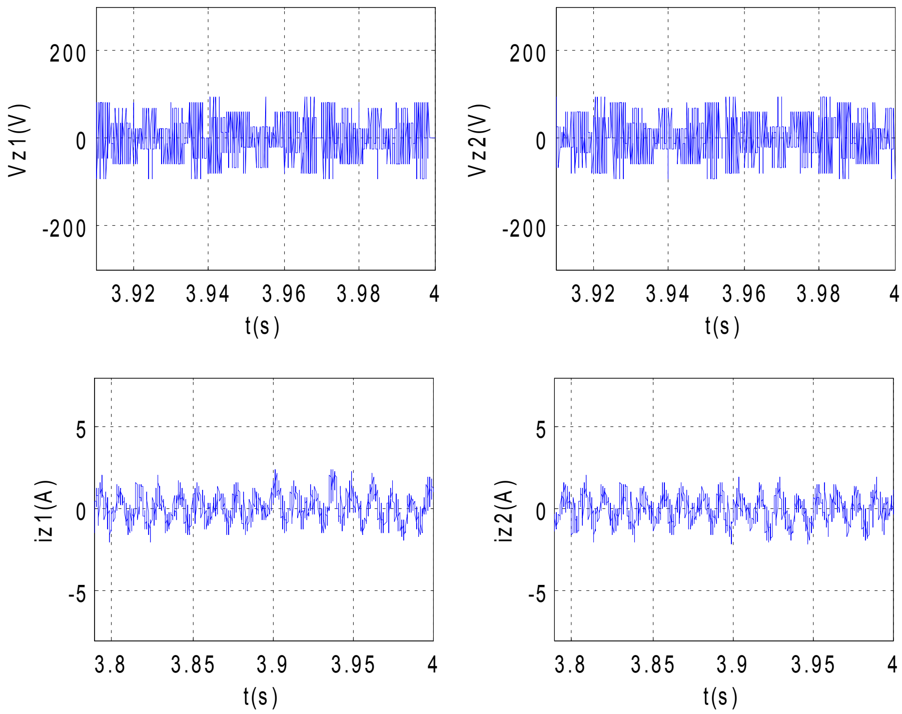

Figure 3.b Tensions harmoniques (v_{z1}, v_{z2}) et courants de circulation (i_{z1} et i_{z2}) de la MSDE pour m=36 ; C_r=5N.m.

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la modélisation de la MSDE dans une base orthonormée. Le choix de cette base est caractérisé par une méthode simple de modélisation, le modèle obtenu est découplé en vue de la commande de la MSDE. Par la suite, nous avons étudié l'alimentation de la MSDE par deux onduleur à 2 niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale pour différentes valeurs de la période de découpage (la période de la porteuse). Ensuite, nous avons remplacé les onduleurs à deux niveaux par deux onduleurs à 3 niveaux à structure NPC. De cette étude, nous en avons déduit que l'amplitude des courants de circulation et les ondulations du couple diminuent lorsque le niveau des onduleurs augmente.

3. Commande vectorielle/backstepping de la machine synchrone double étoile

L'objectif de la commande vectorielle/Backstepping est d'élaborer une loi de commande qui assure le découplage entre le flux et le couple et qui force la vitesse à suivre sa référence. La loi de commande est conçue en utilisant la méthodologie Backstepping (figure 4). En effet, le modèle d'état de la MSDE dans le repère d-q lie au flux rotorique s'écrit :

$$\begin{cases} \dfrac{di_d}{dt} = \dfrac{1}{L_d}(v_d - R_s i_d + pwL_q i_q) \\ \dfrac{di_q}{dt} = \dfrac{1}{Lq}(v_q - R_s i_q - pwL_d i_d - \psi_r pw) \\ \dfrac{dw}{dt} = \dfrac{1}{J}\left[(p\psi_r i_q + p(L_d - L_q) i_q i_d - Cr - fw\right] \end{cases} \tag{12}$$

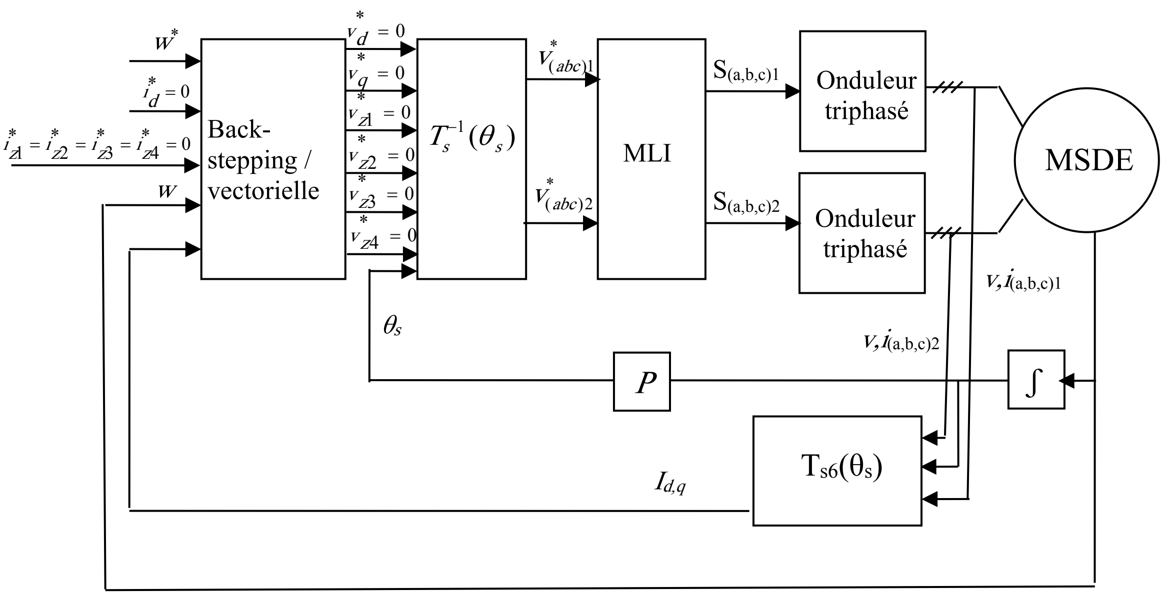

Figure 4 : Schéma de principe du régulateur vectoriel /Backstepping appliqué à la MSDE

La loi de commande de la MSDE par la méthode du Backstepping est donnée par :

$$\begin{aligned} v_d^* &= k_d L_d e_d + R_s i_d - wL_q i_q + \frac{pL_d}{J}(L_d - L_q) e_w i_q \\ v_q^* &= k_q L_q e_d + R_s i_q + wL_d i_d + L_q \dot{i}_q^* \\ \dot{i}_q^* &= \frac{1}{p\psi}((k_w J - f)\dot{e}_w + f\dot{w}^* + J\ddot{w}^*) \end{aligned} \tag{13}$$

Où : k_w ,k_d k_q: constantes positives.

e_d,e_q,e_w: sont les erreurs concernant les composantes du courant, la vitesse et leurs références.

$e_d = -i_d (i_d^* = 0)$, $e_q = i_q^* - i_q$, $e_w = w^* - w$

3.1 Résultats de simulation et interprétation

Les performances de la commande proposée ont été testées par simulation sur la MSDE alimentée par deux onduleurs de tensions triphasés à 3 niveaux lors d'un démarrage à vide puis application d'un couple de charge égale à 5 N.m entre t = 1.5 s et 3 s (figure 5) avec une consigne de vitesse égale à une rampe pour le démarrage jusqu'à la vitesse de référence Ω_{ref} = 1000 tr/min,On constate que :

A partir des résultats de simulations on constate que :

- La MSDE est parfaitement découplée. En effet, le couple suit parfaitement sa référence.
- La vitesse suit parfaitement sa référence.
- Le courant i_q est l'image du couple à courant i_d nul.
- Lors de la variation du couple résistant i_d n'est pas nul et la vitesse ne suit pas sa référence c'est-à-dire que la perturbation est mal rejetée.

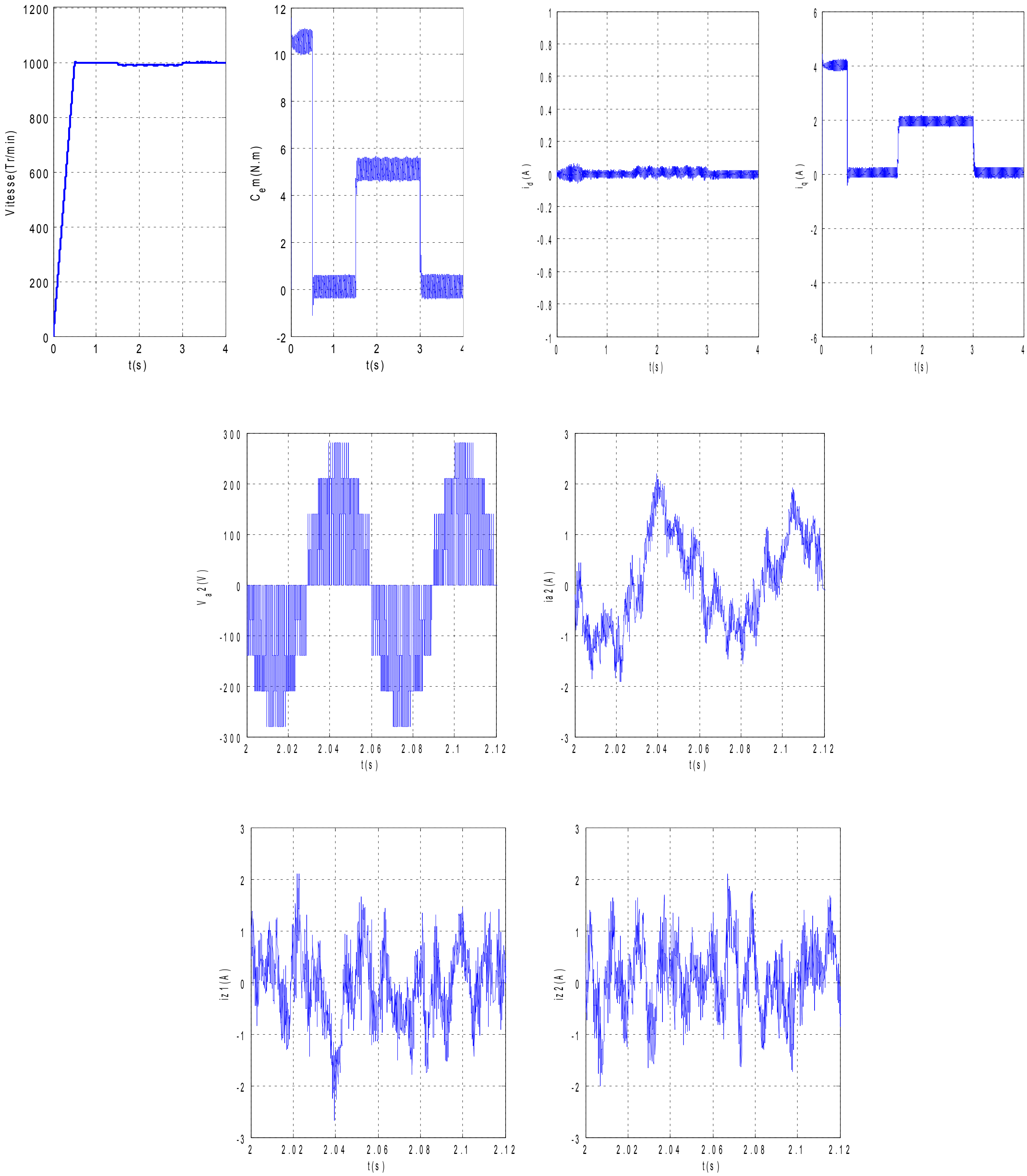

Figure 5 : Evolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la MSDE .

3.2 Conclusion

Dans cette partie, on a proposé un régulateur non linéaire utilisant la technique de commande Vectorielle/Backstepping basée sur la théorie de la stabilité de Lyapunov afin d'améliorer les performances de la MSDE. Cette technique nous a permis de réduire les courants de démarrage (référence adéquat). L'alimentation de la MSDE par les onduleurs à trois niveaux à structure NPC commandés par la technique MLI a permis de réduire les courants de circulation et les ondulations du couple. En outre la technique Vectorielle/Backstepping nous assure la stabilité asymptotique du système en boucle fermée. Enfin cette commande dépend des paramètres de la machine et le rejet de la perturbation n'est pas efficace pour palier à ce problème doit soit augmenté le coefficient k_W soit on introduit une action intégrale dans la boucle de la vitesse.

4. Alimentation et commande en mode dégradé de la MSDE

Dans cette partie, nous envisageons une modélisation de la machine qui inclut la dégradation électrique de l'ensemble onduleur-MSDE. Ce qui va permettre de développer une commande en mesure de faire fonctionner l'entraînement aussi bien en fonctionnement normal que dégradé en prenant en compte la dégradation de l'ensemble.

4.1 Modélisation de l'ensemble onduleur-MSDE en mode dégradé

Nous étudions deux cas d'ouverture de phases. Le premier cas concerne l'ouverture d'une phase et le second cas concerne l'ouverture de deux phases. Dans le deuxième cas les phases ouvertes sont orthogonales entre elles et constituent ainsi une sous-machine diphasée.

4.1.1 Ouverture d'une phase

Le modèle en mode dégradé de la machine double étoile du à la perte de la phase "c2", peut s'écrire comme suit :

$$[V_{s5\times1}] = [R_{s5\times5}][I_{s5\times1}] + \frac{d}{dt}\left([L_{ss5\times5}][I_{s5\times1}] + [M_{sr5\times1}]\, i_f\right) \tag{14}$$

La matrice de transformation $[T_{5\times5}]^t$ est obtenue en utilisant l'approche polyphasée avec n=6 et i=1. Après normalisation, la matrice de transformation obtenue s'écrit comme suit :

$$[T_{5\times5}]^t = \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & \frac{3}{2\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & -\frac{3}{2\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{3}{2\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} & \frac{3}{2\sqrt{2}} & \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

On peut déduire aisément le modèle de la machine dans le référentiel $\alpha\beta\ z_1 z_2 z_3$. Il est donné par :

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_{z1} \\ v_{z2} \\ v_{z3} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt}\begin{pmatrix} l_{fs}+3M_{ss} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{fs}+2M_{ss} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \end{pmatrix} + M_{sf}\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} \sqrt{3}\cos(\theta) \\ \sqrt{2}\sin(\theta) \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} i_f$$
$$+ M_{sfm}\frac{d}{dt}\begin{pmatrix} 3\cos(2\theta) & \sqrt{6}\sin(2\theta) & 0 & 0 & 0 \\ \sqrt{6}\sin(2\theta) & -2\cos(2\theta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \\ i_{z3} \end{pmatrix} \tag{15}$$

4.1.2 Ouverture d'une sous-machine diphasée

Dans le cas de l'ouverture d'une phase, nous ramenons la machine à cinq phases à une machine à quatre phases en ouvrant la phase orthogonale à la phase ouverte. Ainsi on déconnecte la sous-machine en défaut. La MSDE sera considérée soit comme une machine à deux sous-machines diphasées soit comme une machine à quatre phases.

Considérons le cas où la phase "c2" est ouverte. La phase qui lui est perpendiculaire est "a1". On ouvre cette dernière qui constitue une sous-machine diphasée avec la phase "c2". Ainsi dans la machine globale, on alimente seulement les deux sous-machines (a2, b1) et (b2, c1).

a. **Approche multi-diphasé :** le modèle des deux sous machine dans le plan (α^+ β^+ α^- β^-) est donné par :

$$\begin{bmatrix} V_{a2} \\ V_{b1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \end{bmatrix} \quad et \quad \begin{bmatrix} V_{b2} \\ V_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} V^+_{\alpha 1} \\ V^+_{\beta 1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V^-_{\alpha 2} \\ V^-_{\beta 2} \end{bmatrix} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha 1} \\ V_{\beta 1} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{\alpha 2} \\ V_{\beta 2} \end{bmatrix} \end{bmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} V^+_{\alpha 1} \\ V^+_{\beta 1} \\ V^-_{\alpha 2} \\ V^-_{\beta 2} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} I^+_{\alpha 1} \\ I^+_{\beta 1} \\ I^-_{\alpha 2} \\ I^-_{\beta 2} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{pmatrix} l_{fs}+3M_{ss} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{fs}+2M_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I^+_{\alpha 1} \\ I^+_{\beta 1} \\ I^-_{\alpha 2} \\ I^-_{\beta 2} \end{pmatrix} \right) + M_{sf} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \sqrt{2}\cos(\theta) \\ \sqrt{2}\sin(\theta) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} i_f \tag{16}$$

$$+2M_{sfm} \frac{d}{dt} \left(\begin{pmatrix} \cos(2\theta) & \sin(2\theta) & 0 & 0 \\ \sin(2\theta) & -\cos(2\theta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I^+_{\alpha 1} \\ I^+_{\beta 1} \\ I^-_{\alpha 2} \\ I^-_{\beta 2} \end{pmatrix} \right)$$

b. **Approche polyphasée :** Le modèle des deux sous-machines exprimé dans le plan $\alpha\beta z_1 z_2$ est donné en se basant sur la matrice de transformation de base $[T_4]^t$.

$$[T_4]^t = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & 1 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 & -1 \\ -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_{z1} \\ v_{z2} \end{pmatrix} = R_s \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left(\begin{pmatrix} l_{fs}+2M_{ss} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_{fs}+2M_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{pmatrix} \right) + M_{sf} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \sqrt{2}\cos(\theta) \\ \sqrt{2}\sin(\theta) \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} i_f \tag{17}$$

$$+2M_{sfm} \frac{d}{dt} \left(\begin{pmatrix} \cos(2\theta) & \sin(2\theta) & 0 & 0 \\ \sin(2\theta) & -\cos(2\theta) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & l_{fs} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & l_{fs} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{z1} \\ i_{z2} \end{pmatrix} \right)$$

4.2 Modèle de l'association onduleurs-machine en mode dégradé

4.2.1 Ouverture d'une phase : Les courants de la machine sont donnés par :

$$\frac{d}{dt}\left(\left[L_{ss5\times5}+\frac{1}{5}\left[M_{ssdc2}\right]\right]\begin{bmatrix} i_{a1}\\ i_{a2}\\ i_{b1}\\ i_{b2}\\ i_{c1}\end{bmatrix}\right)=U_c\left[T_{m5}\right]\left[M_{c5}\right]-\left[R_{s5\times5}\right]\begin{bmatrix} i_{a1}\\ i_{a2}\\ i_{b1}\\ i_{b2}\\ i_{c1}\end{bmatrix}+\frac{d}{dt}\left(\left(\left[M_{sr5\times1}\right]+\frac{1}{5}\left[M_{srdc2}\right]+\right)i_f\right) \quad (18)$$

La matrice $\left[T_{m5}\right]$ est donnée par :

$$\left[T_{m5}\right]=\begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1\\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1\\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1\\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1\\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4\end{bmatrix}$$

Les termes de la matrice inductance $\left[M_{ssdc2}\right]$ représentent les différentes inductances mutuelles entre la phase déconnectée et les phases actives. La matrice $\left[M_{srdc2}\right]$ représente l'inductance mutuelle stator rotor de la phase déconnecté.
Le passage au plan de Concordia peut se faire en utilisant la matrice de transformation de base $\left[T_{5\times5}\right]^t$.

4.2.2 Ouverture d'une sous-machine diphasée

On suit les mêmes démarches que dans le cas de l'ouverture d'une phase. On aboutit au modèle de l'ensemble onduleur-machine en mode dégradé dû à l'ouverture d'une sous- machine. Il est donné par :

$$\frac{d}{dt}\left(\left[L_{ss4\times4}+\frac{1}{4}\left(\left[M_{ssdc2}\right]+\left[M_{ssda1}\right]\right)\right]\begin{bmatrix} i_{a2}\\ i_{b1}\\ i_{b2}\\ i_{c1}\end{bmatrix}\right)=U_c\left[T_{m4}\right]\left[M_{c4}\right]-\left[R_{s4\times4}\right]\begin{bmatrix} i_{a2}\\ i_{b1}\\ i_{b2}\\ i_{c1}\end{bmatrix}+\frac{d}{dt}\left(\left(\left[M_{sr4\times1}\right]+\frac{1}{4}\left(\left[M_{srdc2}\right]+\left[M_{srda1}\right]\right)\right)i_f\right) \quad (19)$$

La matrice $\left[T_{m4}\right]$ est donnée par :

$$\left[T_{m4}\right]=\frac{1}{4}\begin{bmatrix} 3 & -1 & -1 & -1\\ -1 & 3 & -1 & -1\\ -1 & -1 & 3 & -1\\ -1 & -1 & -1 & 3\end{bmatrix}$$

4.2.3 Résultats de simulation des deux modes dégradés

Sur la figure (6) sont représentés les résultats de simulation de l'ensemble onduleur-machine fonctionnant en mode dégradé. On a simulé l'ouverture d'une phase et l'ouverture d'une sous-machine.

On constate que le système de courants est déséquilibré lors d'ouverture d'une phase, les courants de phases n'ont pas la même amplitude. Alors que dans le cas de l'ouverture d'une sous-machine le système, des courants est légèrement déséquilibré.

On constate que pour les deux modes, les courants de circulation ne sont pas nuls. Ces derniers sont à l'origine des déformations des courants de phases.

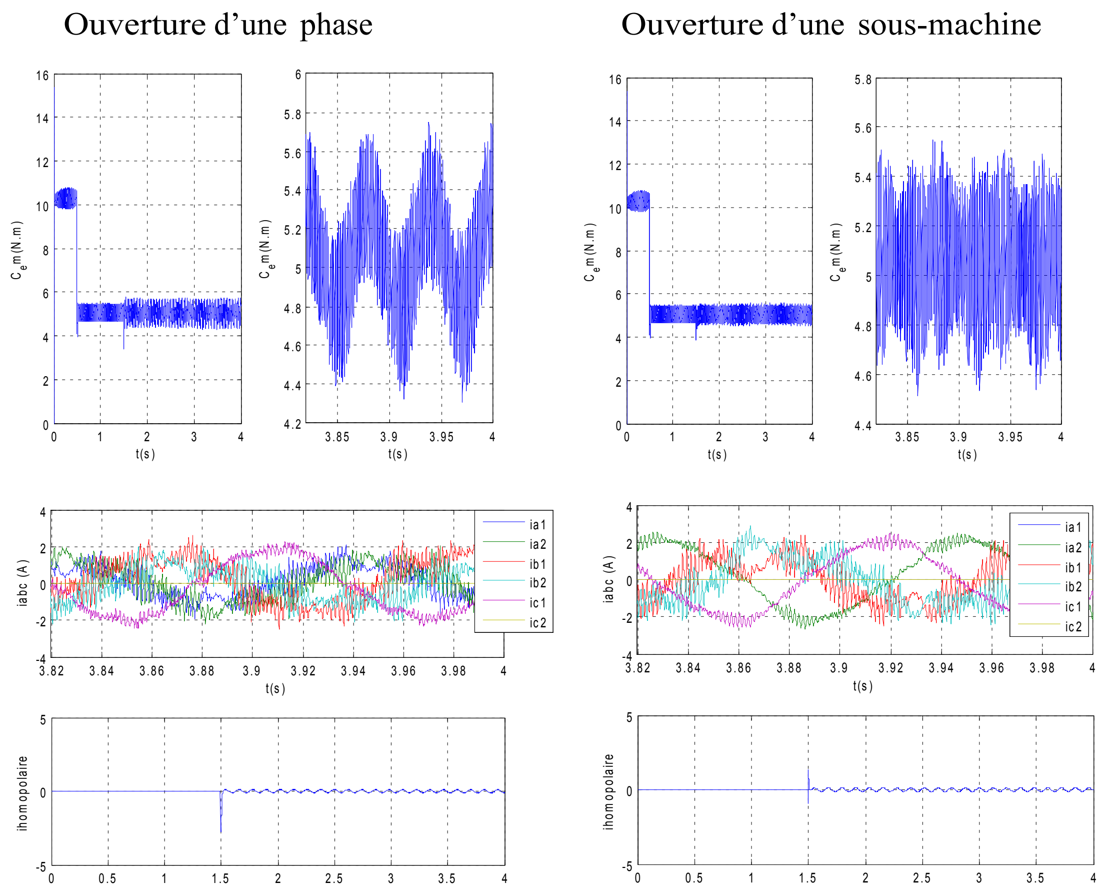

Figure 6 : Résultats de simulation de l'ouverture d'une phase et de deux phases de la MSDE commandée par Backstepping /Vectorielle le couple de charge égale à 5 N.m l'apparition du défaut à t = 1.5 s.

Le couple obtenu avec une MSDE fonctionnant en mode dégradé dû à l'ouverture d'une sous machine est plus lisse que le couple développé par une MSDE à cinq phases.

4.3 Commande de la MSDE en mode dégradé

Pour la commande du couple, on impose le courant le courant d'axe d nul et le courant d'axe q constant. On a vu qu'en mode normal, la régulation des courants de la machine secondaire à zéro provoque l'équilibrage des courants entre les deux étoiles. Nous montrons qu'en mode dégradé il faut, contrairement au mode normal, imposer au moins un courant de la machine secondaire non nul.

Donc pour annuler la somme des courants de la machine à courants Id nul et Iq constant, il faut imposer les consignes de courant suivantes :

a- Ouverture d'une phase :

$$\overset{*}{i}_{z1} = \overset{*}{i}_{z2} = 0, \quad , \quad \overset{*}{i}_{z3} = -\frac{1}{\sqrt{6}}\overset{*}{i}_q \cos(\theta)$$

b- Ouverture d'une sous-machine diphasée

Approche polyphasée : $\overset{*}{i}_{z1} = \frac{2}{3+\sqrt{3}}\overset{*}{i}_q \cos\left((\theta+\frac{\pi}{6}) + \sin(\theta+\frac{\pi}{3})\right), \quad \overset{*}{i}_{z2} = 0$.

Approche multi-diphasée : $\overset{*-}{i}_d = -\frac{1}{\sqrt{3}}\overset{*}{i}_q, \quad \overset{*-}{i}_q = 0$.

4.4 Résultats de simulation

Sur les figure (7.a) et (7.b) sont présentées les résultats de simulation de l'ensemble Onduleur-MSDE fonctionnant en mode dégradé dû à l'ouverture d'une sous- machine. On a simulé l'ouverture de deux phases « c2, a1 » à l'instant t=1.5 s, en utilisant le régulateur développé au chapitre 3 jusqu'à t=2.5s ensuite on introduit le régulateur développé pour le mode dégradé . Les consignes des courants de la machine secondaire sont imposées en utilisant l'approche des deux sous-machines.

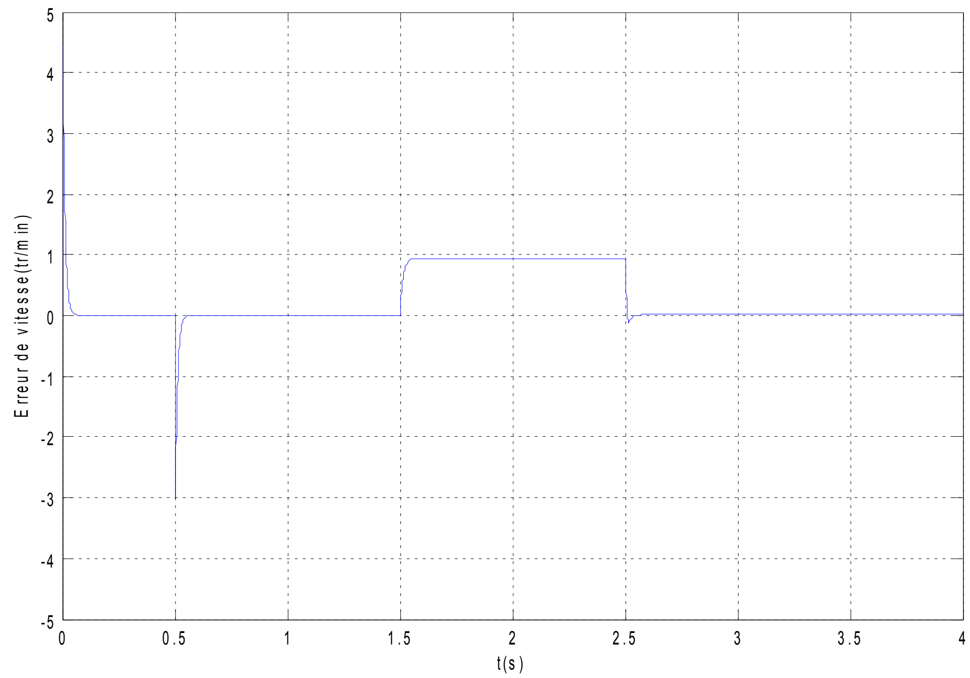

Figure 7.a : Evolution de l'erreur de vitesse.

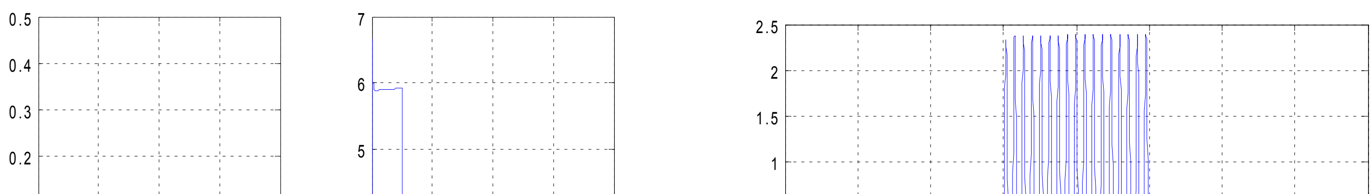

Figure 7.b : Evolution des grandeurs électriques

4.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu généraliser les approches de modélisation vues dans chapitre 1, concernant le fonctionnement en mode normal, au cas d'un fonctionnement en mode dégradé d'un enroulement double-étoile.

Nous avons traité deux modes de fonctionnement de la machine en dégradé, à savoir l'ouverture d'une phase et l'ouverture d'une sous-machine diphasée. Pour chacun des modes dégradés on a développé les modèles de simulation pour l'association onduleur-machine. Le modèle est obtenu en utilisant comme vecteur d'entrée les tensions simples de la machine. Ces dernières s'expriment en fonction des tensions à la sortie d'onduleur via une matrice non constante. Le calcul de cette matrice se fait en utilisant les tensions des phases ouvertes. Contrairement au mode normal, lors du fonctionnement en mode dégradé, la somme des courants de la machine n'est plus nulle vu le déséquilibre des courants provoqué par le mode dégradé. Pour y remédier, les courants de circulation qui sont utiles pour l'équilibre de la machine ne sont plus imposés à zéro comme dans le cas du fonctionnement en mode normal.

Les lois de commande dépendront essentiellement du modèle dynamique développé en vue de la commande en mode dégradé de l'ensemble onduleur-machine.

- Approche polyphasée : la loi de commande n'est pas facile à implanter vu que les consignes de courants ne sont pas constantes. Dans le cas d'ouverture d'une phase le couple obtenu est ondulatoire.

Approche multi-diphasée : La loi de commande en régime dégradé est similaire à celle en mode normal.

5. Conclusion générale

Les travaux présentés dans ce résumé concernent l'alimentation et la commande d'une machine synchrone à double étoile (MSDE) fonctionnant en mode normal et dégradé, l'alimentation se fait par deux onduleurs de tension triphasée à trois niveaux à structure NPC. Ainsi, il est développé dans ce travail des lois de commande basées sur le contrôle vectorielle associé à la technique backstepping pour la commande de la MSDE.

Dans la première partie, nous nous sommes intéressés aux machines polyphasées et ce qu'elles pouvaient apporter de plus que les machines triphasées. Par la suite, nous avons rappelé les différents modèles pour la modélisation des enroulements polyphasés à une répartition régulière de ses n phases. Ces modèles peuvent s'étendre au cas d'une machine synchrone double étoile (MSDE) à pôles saillants qui présentent un non régularité des déphasages entre les différentes phases successives.

Dans la deuxième partie, nous nous sommes intéressés à la modélisation de la MSDE en utilisant l'approche polyphasée. En effet le modèle obtenu est simple et découplé en vue de la commande de la MSDE. Par la suite, nous avons étudié l'alimentation de la MSDE par deux onduleur à 2 niveaux commandés par la stratégie triangulo-sinusoïdale pour différentes valeurs de la période de découpage. Ensuite, nous avons remplacé les onduleurs à deux niveaux par deux onduleurs à 3 niveaux à structure NPC. Nous avons constatés que l'augmentation de la période de découpage et/ou le niveau des onduleurs repousse les harmoniques de tension vers des fréquences élevées, et par conséquence nous avons déduit que l'amplitude des courants de circulation et les ondulations du couple diminuent.

La troisième partie a été consacré à l'étude d'un régulateur non linéaire utilisant la technique de commande Vectorielle/Backstepping basée sur la théorie de la stabilité de Lyapunov afin d'améliorer les performances de la MSDE. Cette technique nous a permis de régler la vitesse, toute en assurant sa stabilité par une méthode simple. L'alimentation de la MSDE par les onduleurs trois niveaux à structure NPC commandés par la technique MLI a permis de réduire les courants de circulation.

En pratique le fonctionnement en mode normal peut être perturbé par un défaut dû souvent aux convertisseurs d'électronique de puissance telle que l'ouverture ou le court-circuit d'un interrupteur. Dans ce contexte, nous avons étudiés dans la quatrième partie l'alimentation et la commande de l'ensemble onduleur-MSDE fonctionnant en mode dégradé, deux modes sont envisagés à savoir :

- L'ouverture d'une phase : le couple est ondulatoire.
- L'ouverture d'une sous-machine diphasée : le couple est constant.

Les courants de circulation qui sont utiles pour l'équilibre de la machine ne sont plus imposés à zéro comme dans le cas du fonctionnement en mode normal.
Parmi les perspectives de ce travail, on peut citer :

- Etude comparative des différentes techniques d'alimentation et de commande, élaborée sous la base de relevés expérimentaux.
- Recherche de solutions structurelles, permettant de réduire les courants de circulation.
- Synthétiser des commandes robustes dans le cas de fonctionnement en mode dégradé.
- Etablir des méthodes de détection de défauts et de commutation d'algorithmes.

6. Références Bibliographiques

[Arc 99] A.Arcker "Contrôle direct du couple électromagnétique de machine asynchrone à grande puissance", Thèse de doctorat de l'Institut Polytechnique de Toulouse, Février 1999.
[Ben 03] M.F.Benkhoris, M.Merabtene, F.Meibody-Tabar, B.Davat, E.Semail "Approches de modélisation de la machine synchrone double étoile alimentée par des onduleurs de tension en vue de la commande" RIGE, Vol 6, N°5-6 pp.579-608, 2003.
[Bou 07] I.Boulikaibet "Une étude en simulation de stratégies de commande non linéaire", Thèse de magister de Universite Mentouri de Constantine, 2007.
[Bou 08.a] D.Boudana, L.Nezli, M.O.Mahmoudi, A.Tlemçani, M.Djemai "DTC based on Fuzzy Logic Control of a Double Star Synchronous Machine Drive", Nonlinear Dynamics and Systems Theory, Vol.3 pp. 269-286, July 2008.
[Bou 08.b] D.Boudana, L.Nezli, M.O.Mahmoudi, A.Tlemçani, M.Djemai "Backstepping/DTC control of a Double Star Synchronous Machine Drive", Archives of Sciences, 2008. (Article soumis)
[Bou 09] D.Boudana " la commande DTC basée sur les techniques de contrôle robustes de la machine synchrone à double étoile alimentée par convertisseurs multiniveaux", Thèse de Doctorat, ENSP, Alger, 2009.
[Bou 97] E.Bounadja " Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile", Thèse de Magister, UHBC, Chlef, 1997.
[Che 11] A.Chebbi "Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse", Thèse de magister de Universite Batna, 2011.
[Crév 10] Yvan.Crévits" Caractérisation et commande des entraînements polyphasés en mode dégradé d'alimentation", Thèse de Doctorat, UST, Lille, 2010.
[Had 00] D.Hadiouche, H.Razik, A.Rezzoug "Modeling on double star induction motor for space vector PWM control", ICEM 2000,Vol.1 pp. 392-396, Finlande.

[Had 01] D.Hadiouche " Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile :

modélisation, alimentation et structure ", Thèse de Doctorat, UHP, Nancy I, 2001.
[Kec 12] A.Kechich, B.Mazari, "Application to adaptative Backstepping for a permanent magnet synchronous machine", Mediamira Science Publisher, Vol.53, N°1, 2012 pp. 50-58.
[Kes 03] X.Kestelyn "Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés ", Thèse de doctorat, Université de Lille 1, Décembre 2003.
[Lat 06] R.Lateb "Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : Application à la propulsion marine par POD", l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Octobre 2006.
[Liu 04] J.Liu, P.S.Wu, H.Y.Bai, X.Huang, "Application of fuzzy control in direct torque control of permanent magnet synchronous motor", Proceeding of the 5th World Congress on Intelligent Control and Automation, Hangzhou, P.R. China pp. 4573-4576. June 15-19. 2004.
[Loc 06] F.Locment "Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimant permanents et à flux axial : commande vectorielle en modes normales et dégradé ", Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologie de Lille, Décembre 2006.
[Mad 04] N.Madani, "Commande à structure variable d'une machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs MLI ", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, December 2004.
[Mar 03] J.Martin" Contribution à l'alimentation en tension de machines synchrones a aimants permanents a nombre de phases élevé : fonctionnement normal et dégradé ", Thèse de Doctorat, INP,Lorrraine, 2003.
[Mer 05] M.Merabtene, "Modélisation dynamique et commande d'une machine synchrone double étoile, alimentée par des onduleurs MLI fonctionnement en mode normal et dégrade ", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Juillet 2005.
[Mer 10] M.SMerzoug, H.Benalla, "Nonlinear Backstepping control of permanent magnet synchronous motor ", International Jornal of Systems Control, Vol.1, N°1, 2010 pp. 30-34.
[Mou 98] N.Moubayed, F.Meibody-Tabar, B.Davat, "Alimentation par deux onduleurs de tension d'une machine synchrone double étoile" , Revue Internationale de Génie Electrique (RIGE), Vol.1, N°4, 1998 pp. 457-470.
[Nez 05] L.Nezli, M.O.Mahmoudi, M.S.Boucherit, M.Djemai, "On vector control of double star synchronous machine with current fed inverters", The Mediterranean Journal of Measurement and Control, Vol.1, N°3, July 2005.
[Nez 06] L.Nezli, "Contribution à la commande par les techniques modernes des machines synchrones ", Thèse de doctorat de E.N.P Alger, Juillet 2006.
[Ter 00] F.Terrien, "Commande d'une machine synchrone double étoile, alimentée par deux onduleurs MLI ", Thèse de doctorat de l'université de Nantes, Décembre 2000.
[Zha95] Y.Zhao. T.A.Lipo, "Space vector PMW control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition", IEEE Transactions on Industry Applications. Vol, 31, N° 5. Septembre/Octobre 1995. pp. 1100-1109.
[Zho02] J.Zhou. Y.Wang, "Adaptive backstepping speed controller design for permanent magnet synchronous motor" IEE Pro.-Electr. Power Appl., Vol. 149, N°2, March 2002.