

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة الدكتور الطاهر مولاي سعيدة

Université Saida Dr Tahar Moulay –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Projet de recherche présenté pour l'obtention du Diplôme de MASTER

En : Électrotechnique

Spécialité : Électrotechnique Industrielle

Par : HADJ SAYAH Zakaria et BOUZIANE Mohamed El Amine Khelifa

Sujet

**Diagnostic des défauts dans les convertisseurs statiques :
Application à l'association onduleur MLI - machine
asynchrone**

Soutenu publiquement le **25/06/2024** devant le jury composé de :

Mme. BELGACEM Kheira

Univ. Saida

Président

Mr. AIMER Ameur Fethi

Univ. Saida

Rapporteur

Mme. DRIF Malika

Univ. Saida

Examineur

Année universitaire 2023/2024

REMERCIEMENT

*Nous remercions **Dieu** le tout puissant de nous avoir donné le courage et la volonté de parvenir à la fin de notre parcours universitaire en Master II en électrotechnique*

Nous tenons à remercier tous ceux qui nous ont aidé, conseillé et encouragé afin de réaliser ce modeste travail.

*Aussi nous n'oublions pas de remercier **M. Ameer Fethi Aimer** notre encadreur pour tout son soutien et ses conseils qui nous ont apporté de l'aide dans la réalisation de notre projet. Nos remerciements vont également aux membres du jury (**Mme. BELGACEM. K et Mme DRIF M.**)*

Nos remerciements vont aussi à tous le corps pédagogique : enseignants, administrateurs, employés du département d'électrotechnique ainsi que toutes les personnes de notre faculté.

Dédicace

*Ce travail qui marque la fin de mes études pour l'obtention de
mon diplôme de master 2.*

*C'est le moment pour moi de partager cette joie avec les êtres qui
me sont les plus chers dont beaucoup sont des guides pour la
réussite de mes études.*

*A mes parents qui on m'a soutenue durant toute ma vie grâce à
leurs affections et leurs patiences je suis devenu ce qui j'ai
toujours souhaité.*

A mon frère Farouk qui m'a encouragé, Et à ma sœur basmallah

A tous mes aimes KADA, MUSTAPHA, AMINE, ISLEM, KADER

ZAKARIA

Dédicace

*Ce travail qui marque la fin de mes études pour l'obtention mon.
Diplôme de Master 2, Chaleureusement je dédie ce modeste
travail :*

*A ma très chère mère qui m'a soutenue durant toute ma vie grâce
à son amour, son affection et sa patience. Allah yarhmha.*

*A mon très cher père, de son amour et son sacrifice sans limites,
je te souhaite une bonne santé, que Dieu me les garde.*

A mes sœurs grâce à l'aide moi

*Et a Inés la personne la plus importante dans ma vie et je veux te
remercie pour tout l'amour et le bonheur que tu m'apportes
chaque jour .que dieux te garde pour moi .*

AMINE

Résumé

Le diagnostic des défauts dans les convertisseurs statiques, notamment dans l'association onduleur MLI - machine asynchrone, est essentiel pour garantir la fiabilité et la sécurité des systèmes d'entraînements électriques. Diverses techniques de diagnostic, basées sur l'analyse des signaux de sortie du système, dans le domaine temporel et fréquentiel permettent d'identifier et de localiser ces défauts. En effet, un diagnostic efficace contribue à la maintenance préventive et à l'augmentation de la durée de vie de la machine asynchrone vu que les défauts dans les convertisseurs statiques altèrent le bon fonctionnement de la machine asynchrone et contribue à la réduction des coûts de maintenance de l'ensemble de l'entraînement électrique.

Dans cette optique, l'analyse des courants de PARK est employée dans ce travail afin d'identifier les défauts de l'onduleur de tension privant ainsi la machine asynchrone triphasée d'une des phases. Cette méthode est intéressante dans la mesure où les trois courants abc sont analysés dans le repère biphasé dq . Enfin des résultats de simulations viendront démontrer l'efficacité de la technique des vecteurs de PARK dans le diagnostic des défauts.

Mots clés :

Machine asynchrone, Convertisseur statique, Diagnostic des défauts, Approche des vecteurs de Park.

Abstract

Faults diagnosis in static converters, particularly in the PWM inverter - induction machine association, is essential to guarantee the reliability and safety of the entire electric drive system. Several diagnosis techniques, based on the analysis of system output signals, in the time and frequency domain make it possible to identify and locate these faults. Indeed, an effective diagnosis contributes to a preventive maintenance and to increase the lifespan of the induction machine since static converters faults impair the proper operation of the induction machine and contributes to the reduction of maintenance costs of the entire electric drive.

With this in mind, PARK current analysis is used in this work in order to identify the voltage source inverter faults leading to phase lost in the three-phase induction machine supply. This method is interesting insofar as the three currents abc are analyzed in the two-phase reference frame dq . Finally, simulation results will demonstrate the effectiveness of the PARK vector technique in fault diagnosis.

Keywords:

Induction machine, Static converter, Fault diagnosis, Park's vector approach.

ملخص

متزامنة، أمر بالغ تشخيص الأخطاء في المحولات الثابتة، خاصة في تجميع المحول النبضي العرضي - الماكينة اللا أهمية لضمان موثوقية وسلامة أنظمة الدفع الكهربائية. تسمح مختلف التقنيات التشخيصية، استنادًا إلى تحليل إشارات الإخراج من النظام في المجال الزمني والترددية، بتحديد وتحديد مواقع هذه الأخطاء. في الواقع، يُسهم التشخيص الفعال في الصيانة الوقائية وتمديد عمر الماكينة اللا متزامنة، حيث تؤدي الأخطاء في المحولات الثابتة إلى تعكير تشغيل الماكينة اللا متزامنة وتقليل تكاليف صيانة الدفع الكهربائي الكلي

في هذا السياق، يتم استخدام تحليل تيارات بارك في هذه الدراسة لتحديد خلل محول الجهد، مما يؤدي إلى حرمان الماكينة اللا متزامنة الثلاثية من إحدى المراحل. تعد هذه الطريقة ذات قيمة لأنها تحلل تيارات أ ب س الثلاثة ضمن إطار الإشارة المرجعية د ك المتدورة، وفي النهاية، ستبرز نتائج المحاكاة فعالية تقنية النواقل بارك في تشخيص الأخطاء

كلمات مفتاحية: آلة غير متزامنة، محول ثابت، تشخيص الأعطال، نهج الفضاء البارك

Liste des symboles

Symbole	Signification	Unité
R_s	Résistance de l'enroulement statorique	Ω
R_r	Résistance de l'enroulement rotorique	Ω
L_s	Inductance cyclique statorique par phase	H
L_r	Inductance cyclique rotorique par phase	H
M_s	Inductance mutuelle entre deux phases du stator	H
M_r	Inductance mutuelle entre deux phases du rotor	H
M	Inductance mutuelle	H
M_{sr}	Inductance mutuelle maximale entre phases statoriques et rotoriques	H
p	Nombre de paires de pôles	
J	Moment d'inertie des parties tournantes	kg.m^2
f	Coefficient de frottement visqueux	N.m.s/rad
T_s	Constante de temps statorique (L_s/R_s)	s
T_r	Constante de temps rotorique (L_r/R_r)	s
σ	Coefficient de dispersion de Blondel	
X_{as}, X_{bs}, X_{cs}	Grandeurs statoriques dans le repère triphasé (abc)	
X_{ar}, X_{br}, X_{cr}	Grandeurs rotoriques dans le repère triphasé (abc)	
X_{ds}, X_{qs}	Grandeurs statoriques dans le repère biphasé tournant (dq)	
X_{dr}, X_{qr}	Grandeurs rotoriques dans le repère biphasé tournant (dq)	
$X_{as}, X_{\beta s}$	Grandeurs statoriques dans le repère biphasé fixe ($\alpha\beta$) lié au stator	
$X_{ar}, X_{\beta r}$	Grandeurs rotoriques dans le repère biphasé fixe ($\alpha\beta$) lié au stator	
θ	Angle entre le stator et le rotor	rad
θ_s	Angle entre le stator et l'axe d	rad
θ_r	Angle entre le rotor et l'axe d	rad
Ω_s	Vitesse de synchronisme	rad/s
Ω_r, Ω	Vitesse mécanique	rad/s
ω_s	Pulsation statorique	rad/s
ω_r	Pulsation rotorique	rad/s
C_r	Couple de charge	N.m
C_{em}	Couple électromagnétique	N.m
φ_s	Flux statorique	Wb
U_0, E	Tension continue appliquée aux bornes de l'onduleur	V
V_{AO}, V_{BO}, V_{CO}	Tensions entre phase et le neutre fictif 0	V
V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}	Tensions de sortie de l'onduleur	V
S_A, S_B, S_C	Signaux de commande des bras de l'onduleur	
T	Période de commutation de l'onduleur	s
g	Glissement	
i_d	Composante longitudinale des courants statoriques.	A
i_q	Composante transversale des courants statoriques.	A

Liste des abréviations

Abréviation	Signification
MAS	Machine asynchrone
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsions
PWM	Pulse Width Modulation
SVM	Space Vector Modulation
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor

Liste des tableaux

Tableau II.1 : Calcul des vecteurs de tension.....	42
Tableau II.2 : description des séquences de conduction des interrupteurs	48

Liste des figures

Chapitre I : Modélisation du moteur asynchrone

Figure I.1 : Structure d'un Moteur asynchrone à rotor bobiné.....	6
Figure I.2: Stator d'une machine asynchrone [RAD 07]	6
Figure I.3: Vue schématique du rotor à cage d'écureuil	7
Figure I.4: Rotor bobiné.....	8
Figure I.5: les composants d'un roulement.....	9
Figure I.6 : Le palier.....	11
Figure I.7: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....	14
Figure I. 8 : Transformation triphasée – biphasé [HIK B10].....	18
Figure I.9 : Schéma physique de la transformée de Park [ELG 17].....	19
Figure I.10: repérage angulaire des systèmes d'axes fictifs de la machine [ELG 17].....	20
Figure I.11 : Représentation des enroulements fictifs d'axes 'd'et 'q'.....	22
Figure I.12: représentation des différents référentiels.....	24
Figure I.13: Synoptique de représentation d'état.....	26
Figure I.14: schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.....	28
Figure I.15: Démarrage direct du moteur asynchrone sans onduleur.....	29
Figure I.16 : Courants de PARK dans démarrage direct du moteur asynchrone sans onduleur.....	30

Chapitre II : Modélisation et simulation de l'association convertisseur statique machine asynchrone

Figure II.1 : Schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux. [KHE 23].....	36
--	----

Figure II.2 : structure simplifiée d'un onduleur triphasé.....	40
Figure II.3 : Emplacement des huit vecteurs stationnaires pour un onduleur de tension à deux niveaux [OKB. S19]	40
Figure II.4 : Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur et de référence dans le repère stationnaire.....	43
Figure II.5 : Principe d'élaboration de la MLI vectorielle [ZEG. M17].....	45
Figure II.6 : Calcul des temps de commutation T1 et T2 du premier secteur. [KHE 23].....	46
Figure II.7 : démarrage du MAS alimenté par un onduleur à deux niveaux de tension (MLI vectorielle)	49
Figure II.8 : Démarrage direct du moteur asynchrone avec onduleur.....	50
Figure II.9 : Courants de PARK lors du démarrage direct du moteur asynchrone avec onduleur..	51

Chapitre III : Application de l'approche des vecteurs de Park

Figure III.1 : Répartition des pannes. (YAK 23).....	54
Figure III.2 Causes internes des défauts de la machine asynchrone triphasée à cage.....	55
Figure III.3 Causes externes des défauts de la machine asynchrone triphasée à cage.....	55
Figure III.4 : Différents types de défauts d'un bras d'un onduleur de tension [TAR 09].	58
Figure III.5 Pourcentage de défauts de distribution dans une statique de l'onduleur [RIE 15].	60
Figure III.6 – Aperçu des défaillances catastrophiques des semi-conducteurs [BLA 13].....	60
Figure III.7 : Démarrage direct du moteur asynchrone sans onduleur et avec défaut.....	67
Figure III.8 : Courant de park dans démarrage direct du moteur asynchrone sans onduleur et avec défaut ($V_{as}=0$)	68
Figure III.9 : Courant de park dans démarrage direct du moteur asynchrone sans onduleur et avec défaut ($V_{bs}=0$)	68
Figure III.10 : Courant de park dans démarrage direct du moteur asynchrone sans onduleur et avec défaut ($V_{cs}=0$)	69

Figure III.11: Démarrage direct du moteur asynchrone avec onduleur et avec défaut.....	70
Figure III.12: Courant de Park dans démarrage direct du moteur asynchrone avec onduleur et avec défaut ($V_{as}=0$)	71
Figure III.13: Courant de Park dans démarrage direct du moteur asynchrone avec onduleur et avec défaut ($V_{bs}=0$)	71
Figure III.14: Courant de Park dans démarrage direct du moteur asynchrone avec onduleur et avec défaut ($V_{cs}=0$)	72

Table des matières

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre I: Modélisation du moteur asynchrone

I.1 Introduction.....	5
I.2 Constitution du moteur asynchrone.....	5
I.2.1 Stator.....	6
I.2.2 Rotor	6
I.3 Organes mécaniques	8
I.3.1 Les roulements.....	8
I.3.2 Choix des roulements	9
I.3.3 Caractéristiques des roulements.....	10
I.3.4 Les paliers.....	10
I.3.5 L'arbre.....	11
I.3.6 La carcasse.....	12
I.3.7 Les flasques	12
I.3.8 Le ventilateur.....	12
I.4 Modélisation des machines asynchrones.....	12
I.4.1 Principe de fonctionnement.....	12
I.4.2 Hypothèses simplificatrices	13
I.5 Modèle dynamique de la machine asynchrone.....	14
I.5.1 Equations électriques.....	14
I.5.2 Equation magnétiques.....	16
I.5.3 Equations mécaniques	17
I.6 Transformation triphasé-biphasé.....	18
I.6.1 Transformation de Park (repère (d,q)).....	19
I.6.2 Cas particulier de la transformation de Park.....	21
I.7 Transformation de PARK appliquée au moteur asynchrone.....	21
I.7.1 Équations électriques.....	21
I.7.2 Équations magnétiques.....	21
I.8 Choix du référentiel.....	22
I.8.1 Référentiel lié au rotor (x, y).....	23
I.8.2 Référentiel lié au stator (α , β).....	23
I.8.3 Référentiel lié au champ tournant (d,q).....	24

I.9 Représentation d'état de Park.....	25
I.9.1 Équations d'état.....	25
I.9.2 Équation du couple.....	27
I.10 Simulation de la machine asynchrone alimentée en tension.....	27
I.10.1 Résultat de simulation.....	28
I.10.2 Interprétation des Résultat.....	30
I.11 Conclusion	31

Chapitre II : Modélisation et simulation de l'association convertisseur statique-machine asynchrone

II.1 Introduction.....	33
II.2 Définition de l'onduleur.....	33
II.3 Classification des Onduleurs.....	34
II.3.1 Onduleurs non autonomes.....	34
II.3.2 Onduleur autonome.....	34
II.3.2.1 Les onduleurs (autonomes) de tension.....	34
II.3.2.2 Les onduleurs (autonome) de courants.....	35
II.3.2.3 Les onduleurs à résonance.....	35
II.4 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux de tension.....	35
II.5 Modulation de largeur d'impulsions.....	38
II.5.1 Définition.....	38
II.5.2 Principe de fonctionnement.....	38
II.6 Modélisation de la modulation vectorielle (SVM).....	39
II.6.1 Principe de la MLI vectorielle.....	40
II.6.2 Transformation de CLARK.....	40
II.7 Configurations possibles.....	42
II.8 Vecteur de tension désire.....	43
II.9 Approximation du vecteur tension de contrôle.....	43
II.10 Définition de la séquence temporelle de vecteur d'état.....	44
II.11 Résultat de simulation.....	48
II.12 Interprétation des Résultat.....	50
II.15 Conclusion.....	51

CHAPITRE III Application de l'approche des vecteurs de Park

III.1 Introduction	54
III.2 Présentation Des Différents Défauts	54
III.2.1 Classification des Défauts	54
III.3 Défauts du convertisseur statique.....	56
III.3.1 Etude du défaut d'ouverture des interrupteurs de puissance.....	56

III.3.1.1 Défaillance des diodes classiques	56
III.3.1.2 Défaillance du condensateur.....	56
III.3.1.3 Défaillance de l'interrupteur statique : l'IGBT.....	57
III.4 Diagnostic des défauts.....	60
III.4.1 Objectifs de diagnostic.....	60
III.4.2 Éléments de diagnostic.....	60
III.4.3 Étapes du diagnostic.....	61
III.5 Présentation des méthodes de diagnostic	61
III.5.1 Méthodes internes de diagnostic (Approche modèle).....	61
III.5.1.1 Technique des résidus.....	61
III.5.1.2 Estimation paramétrique.....	62
III.5.2 Méthodes externes de diagnostic (Approche signal).....	62
III.5.2.1 Méthodes basées sur le traitement de signal.....	62
III.6 Fonctionnement du moteur triphasé avec perte d'une phase	66
III.7 Résultat de simulation.....	66
III.8 Interprétations des résultats.....	72
III.9 Conclusion.....	74
CONCLUSION GENERALE.....	75
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	77
ANNEXE.....	85

Introduction générale

Ces dernières années, Les convertisseurs statiques sont de plus en plus exploités dans diverses applications. On les retrouve dans les applications domestiques, les transports ferroviaires, urbains ou maritimes, et même dans de nombreuses industries.

Les dernières décennies ont été marquées par les progrès technologiques dans le domaine de l'électronique de puissance. L'émergence de nouveaux composants d'électronique de puissance, fonctionnant à de très hautes fréquences, a permis d'améliorer la qualité des signaux générés par les transformateurs conçus pour ces composants.

Dans le domaine des machines électriques monophasées ou triphasées, l'alimentation par une source de tension sinusoïdale joue un rôle prédominant. L'obtention de la tension sinusoïdale dépend de la structure de l'onduleur utilisée et de la stratégie de contrôle adoptée. Le moyen le plus classique et le plus simple de générer une tension alternative est le moyen de base est l'utilisation d'une structure d'onduleur à deux niveaux (monophasé ou triphasé).

Afin de générer la tension d'alimentation la plus sinusoïdale possible (avec de bonnes performances spectrales) sans utiliser de filtre d'ordre supérieur, différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM en anglais) sont utilisées en association avec les machines asynchrones triphasées dans le but d'une variation de vitesse optimale.

Dans ce travail, nous étudions le défaut de l'onduleur triphasé, à deux niveaux, commandé par MLI vectorielle. Ce défaut se traduit par absence d'une des trois phases alimentant la machine asynchrone. Pour analyser l'entraînement électrique en cas de défaut, nous utilisons une analyse dans le domaine temporel en se basant sur la méthode des vecteurs de PARK introduite par J.M Cardoso [CAR, 93].

Dans cette optique, le premier chapitre sera consacré à la présentation du modèle mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés suivie par une simulation numérique.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation et à la simulation de l'association de la machine asynchrone avec un onduleur à MLI vectorielle. Des résultats de simulation sont présentées à l'état sain et sans défaut.

Enfin, le troisième et dernier chapitre présente un état de l'art sur le diagnostic et les différents

défauts internes et externes de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension, les méthodes de diagnostic qui peuvent être utilisées pour la détection des défauts, en particulier la technique des vecteurs de PARK.

Nous concluons notre travail par une interprétation des résultats obtenus et des perspectives pour les travaux futurs.

CHAPITRE I

Modélisation du moteur asynchrone

I.1 Introduction :

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. En effet, il est donc évident que cette étape soit un passage obligatoire pour l'étude des performances dynamiques de la machine asynchrone lors des différents régimes de fonctionnement.

Cette modélisation nous permet de simuler le fonctionnement de la machine, en manipulant les équations qui, décrivent le comportement de la machine. Ainsi l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire, s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignants qui peuvent accompagner généralement, les opérations de démarrage, de variation de vitesse ou en cas de fonctionnement en mode dégradé (cas de défaut).

Pour obtenir le modèle d'un système, trois tâches doivent être accomplies :

- Choisir le modèle.
- Déterminer ses paramètres.
- Vérifier sa validité.

I.2 Constitution du moteur asynchrone :

Définition : On appelle machine asynchrone (MAS), une machine électrique de vitesse variable, à courant alternatif, qui a deux enroulements dont un (statorique) est alimenté par un réseau électrique de pulsation ω_s , alors que le deuxième (rotorique) est fermé sur lui-même.

Constitution : Le moteur asynchrone est constitué principalement de deux armatures coaxiales l'une est fixée appelée stator et l'autre est mobile appelée rotor ; entre les 2 armatures il y a l'entrefer. Du point de vue mécanique, la machine asynchrone triphasée est composée de trois parties distinctes :

- Le stator : c'est la partie fixe de la machine.
- Le rotor : c'est la partie tournante de la machine.
- Les paliers : c'est la partie mécanique qui supporte les bouts d'arbre du rotor tout en lui assurant une libre rotation. [KER 2016].

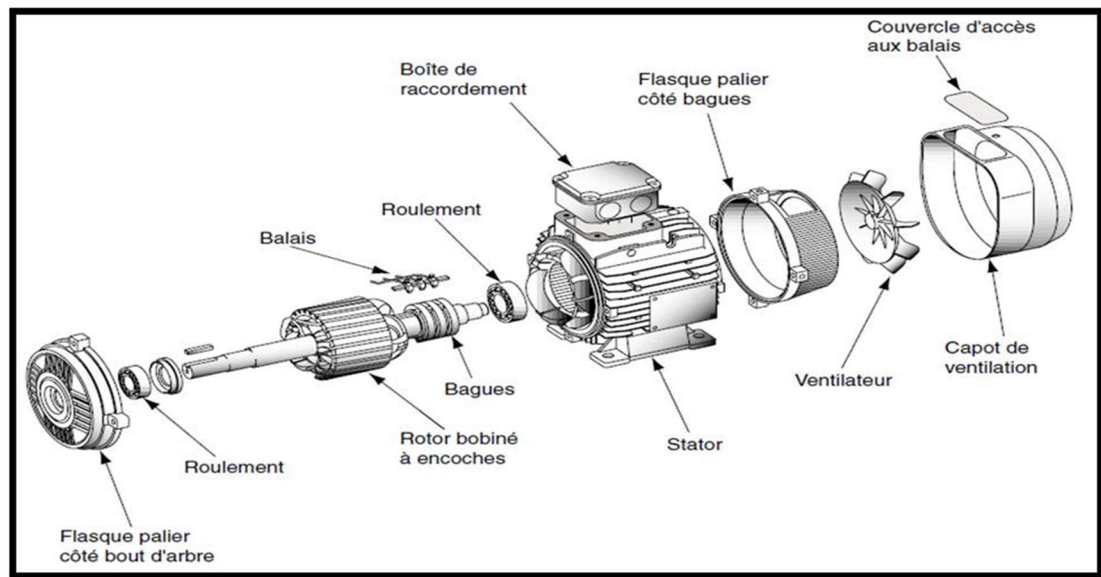


Figure I.1 : Structure d'un Moteur asynchrone à rotor bobiné.

I.2.1 Le stator (partie fixe du moteur) :

Le stator est constitué de la carcasse, sur laquelle sont montés les bobinages formant un ensemble de trois enroulements correspondants aux trois phases du réseau d'alimentation (cas de MAS triphasé).

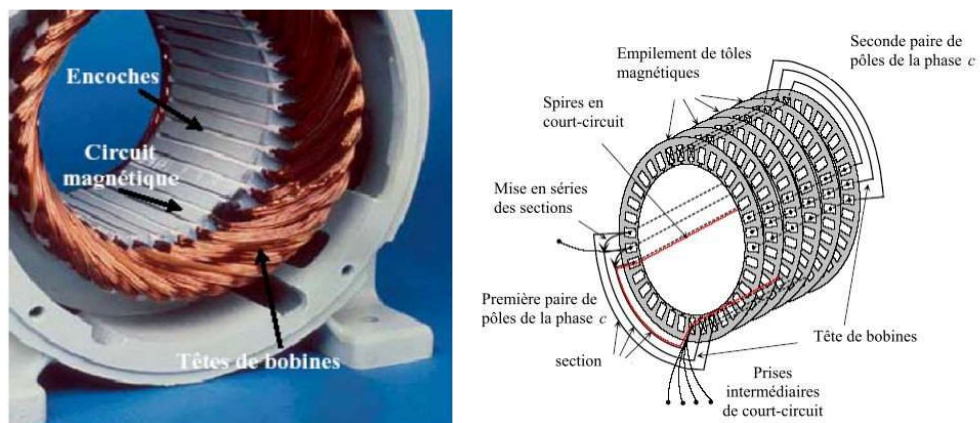


Figure I.2 : Stator d'une machine asynchrone [RAD 07]

I.2.2 Le rotor (partie mobile du moteur) :

Le rotor est claveté sur l'axe du moteur et tourne à l'intérieur du stator. Il est constitué

de tôles d'acier empilées et formant un cylindre. Il présente deux types de rotors. Le circuit magnétique du rotor est constitué d'un assemblage de tôles ferromagnétiques rainurées. Dans les petits moteurs, les tôles sont découpées dans une seule pièce et assemblées sur un arbre. Dans les plus gros moteurs, les tôles sont constituées de plusieurs sections montées sur un noyau. On trouve deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écuriel [BOU 21].

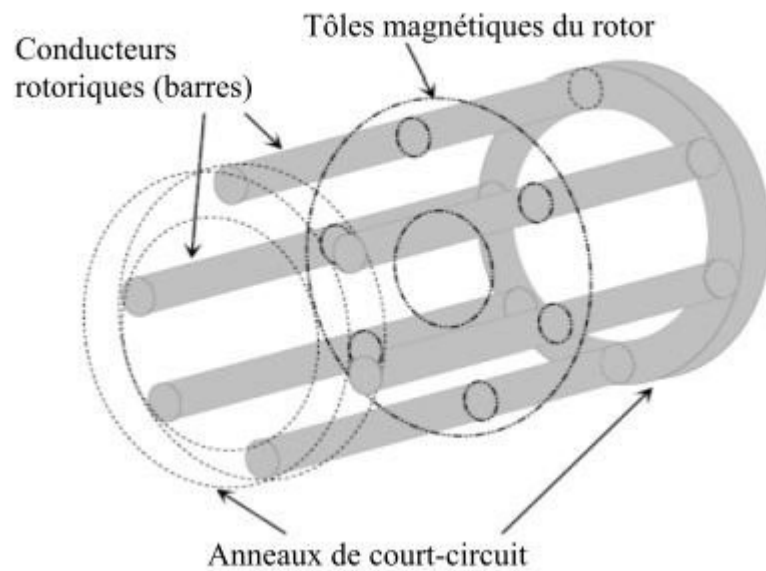


Figure I.3 : Vue schématique du rotor à cage d'écuriel (conducteurs d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit) [MED 12]

Dans le cas de la machine asynchrone à rotor bobiné, ce dernier est un cylindre plein feuilleté pourvu d'encoches régulièrement réparties sur sa face externe, ces encoches logent un bobinage triphasé de même nombre de pôles que le stator, ce bobinage est couplé en étoile et relié à des bagues, portées sur l'arbre de la machine sur lesquelles frottent trois balais isolés qui permettent de fermer ce bobinage rotorique sur un rhéostat de démarrage.



Figure I.4 : Vue d'un rotor bobiné [SAO 21] .

I.3 Organes mécaniques :

Parmi les principaux organes mécaniques du moteur asynchrone triphasé, on cite :

I.3.1 Les roulements :

Le roulement est un organe mécanique, il permet la transmission des charges (efforts) entre deux pièces en rotation relative l'une par rapport à l'autre avec un frottement très réduit. La majorité des machines électriques utilisent les roulements à billes ou à rouleaux. Le roulement est composé des éléments suivants :

- La bague extérieure.
- La bague intérieure.
- Les éléments roulants.
- La cage.
- Joint.

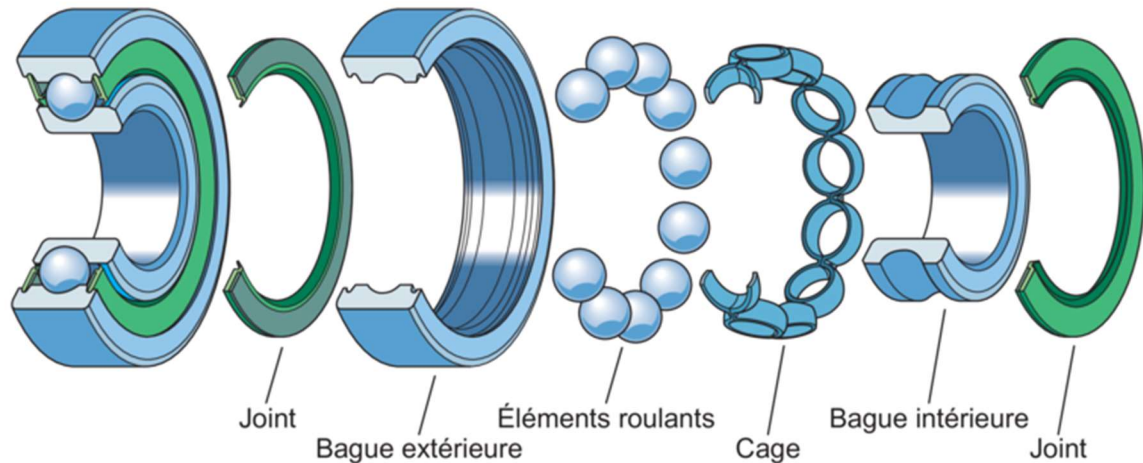


Figure I.5 : les composants d'un roulement.

I.3.2 Choix des roulements :

Afin d'assurer un bon fonctionnement des moteurs et à des coûts minimisés, le choix du type et de la taille d'un roulement est primordial. Ce choix est lié aux conditions de fonctionnement et aux caractéristiques de construction du moteur. Les facteurs qu'il faut prendre en considération pour réaliser un choix optimal du roulement sont :

[ABD 21]

- Connaissance de la nature, de la direction (axiale, radiale) ainsi que de l'intensité de l'effort que doit supporter le roulement.
- Connaissance de la nature et de la fonction de la machine pour choisir le type du roulement nécessaire et du lubrifiant à utiliser.
- Connaissance des dimensions où doit être logé le roulement (espace réservé au roulement) pour déterminer ses dimensions.
- La vitesse de rotation du roulement par rapport à la vitesse du rotor.
- La durée de vie du roulement demandée.

I.3.3 Caractéristiques des roulements :

Les roulements sont produits sous diverses formes ayant chacune des caractéristiques distinctes. En comparaison avec les paliers lisses, les roulements ont les avantages suivants :

- Le couple de frottement au démarrage est plus faible.
- Ils sont fabriqués suivant des normes internationales, sont interchangeables et facilement disponibles.
- En règle générale, ils acceptent à la fois des charges radiales et des charges axiales.
- Leur utilisation à basse et à haute température est possible.

I.3.4 Les paliers :

Le palier est un organe mécanique dont le rôle est de supporter et de guider en rotation des arbres de transmission. Suivant l'usage utilisé, ces paliers peuvent être :

Lisses : Dans le cas où les arbres qui reposent sur les coussinets sont soumis au frottement de glissement entre les surfaces en contact.

A roulement : Dans le cas où le contact s'effectue par l'intermédiaire de billes ou de rouleaux dans de cage.

Le palier supporte l'arbre de la machine via la bague intérieure qui est fixée par une vis de blocage ou par un collier excentrique. Le diamètre extérieur du roulement est sphérique, tout comme le diamètre intérieur du palier. Il permet ainsi un auto-alignement entre les deux paliers supportant l'arbre [EDO 18].

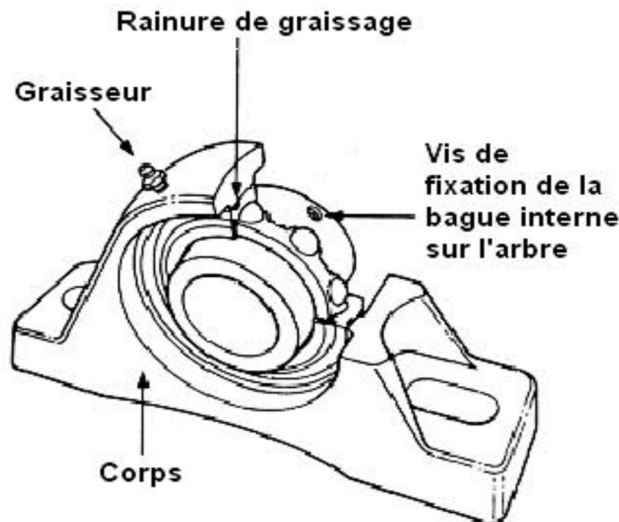


Figure. I.6 : Le palier.

A noter enfin, qu'il existe une différence entre les paliers lisses et les roulements à rouleaux, qu'on peut résumer comme suit :

- Les roulements à éléments roulants sont généralement beaucoup plus coûteux que les paliers lisses
- Les roulements à éléments roulants conviennent mieux aux applications qui requièrent un positionnement précis de l'arbre où le coefficient de frottement est très faible.
- Les paliers lisses résistent mieux aux charges élevées et offrent une meilleure résistance aux chocs et aux charges d'angle.
- Les paliers lisses compensent mieux les défauts d'alignement que certains roulements à éléments roulants pour réduire l'effet de charge d'angle.
- Comparé aux roulements, les paliers lisses non métalliques offrent une meilleure résistance à la corrosion. [ABD 21]

I.3.5 L'arbre :

C'est un organe de transmission. Il est généralement fabriqué en acier moulé ou forgé. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor. A une de son extrémité est monté le ventilateur et éventuellement le frein, à l'autre extrémité on trouve l'arbre de sortie avec une rainure de clavetage pour le montage du pignon d'entraînement ou relié à la charge via un accouplement. L'arbre est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et

assurent la libre rotation.

I.3.6 La carcasse (ou Carter) :

Elle est fabriquée en fonte grise pour les gros moteurs et en aluminium injecté pour les petits moteurs. Elle sert de support et joue le rôle d'enveloppe pour assurer une protection contre l'environnement extérieur. La boîte à bornes sur laquelle s'effectuent les branchements est fixée sur le dessus ou sur le côté de la carcasse.

I.3.7 Les flasques (ou calottes) :

Ils ferment le carter du moteur à ces deux extrémités et sont réalisés en fonte grise ou en aluminium injecté. Les flasques sont centrés sur le carter et réunis entre eux par des tirants ou tiges d'assemblage ils permettent aussi d'orienter le flux d'air vers les ailettes du carter.

I.3.8 Le ventilateur :

Il est placé à l'extrémité du moteur, et permet le refroidissement de celui-ci

I.4 Modélisation des machines asynchrones :

I.4.1 Principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction [WIL 05] :

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.
- La vitesse de rotation Ω_s du champ tournant d'origine statorique, liée à la fréquence f_s de la tension triphasée d'alimentation.

$$\Omega_s = 60 \cdot \frac{f_s}{p} \text{ (tr/min)} \quad (1.1)$$

On désigne par " p " le nombre de paires de pôles de chacune des enroulements des phases statoriques.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_m , différente de Ω_s (de l'appellation asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées, engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [CHA 83] [BRU 06]. Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner

à la même vitesse Ω_s

$$(\Omega_s = \frac{\omega_s}{p})$$

Courants induits, donc plus de force, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r ($\Omega_r = \frac{\omega_r}{p}$) inférieure à la vitesse Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone. [CHA83]. De ce fait, selon que Ω reste inférieure (hypo-synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître vitesse Ω_r , ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétiques s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement « g » défini par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (1.2)$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques. [CHA 83] [BRU 06].

I.4.2 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie, est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices :

- On suppose les circuits magnétiques non saturés, et suffisamment feuilletés pour que les pertes fer soient négligeables. Les relations entre les flux et les courants sont d'ordres linéaires.
- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, L'effet de peau est donc négligé.
- Le phénomène hystérésis et les courants de Foucault sont négligés
- Les enroulements statoriques et rotoriques sont symétriques et la f.é.m. est distribuée sinusoïdalement le long de la périphérie des deux armatures.
- On ne tient compte que du premier harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice de chaque phase du stator et du rotor.
- L'entre fer est d'épaisseur uniforme(constant), Les inductances propres

sont constantes les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes des enroulements rotoriques et statoriques.

- On considère que la machine fonctionne en régime équilibré [DAM 12] [LAM 08] .

I.5 Modèle mathématique de la machine asynchrone :

La MAS triphasée est représentée schématiquement par la figure 1.7. Elle est munie de six enroulements [STU 00]. Le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

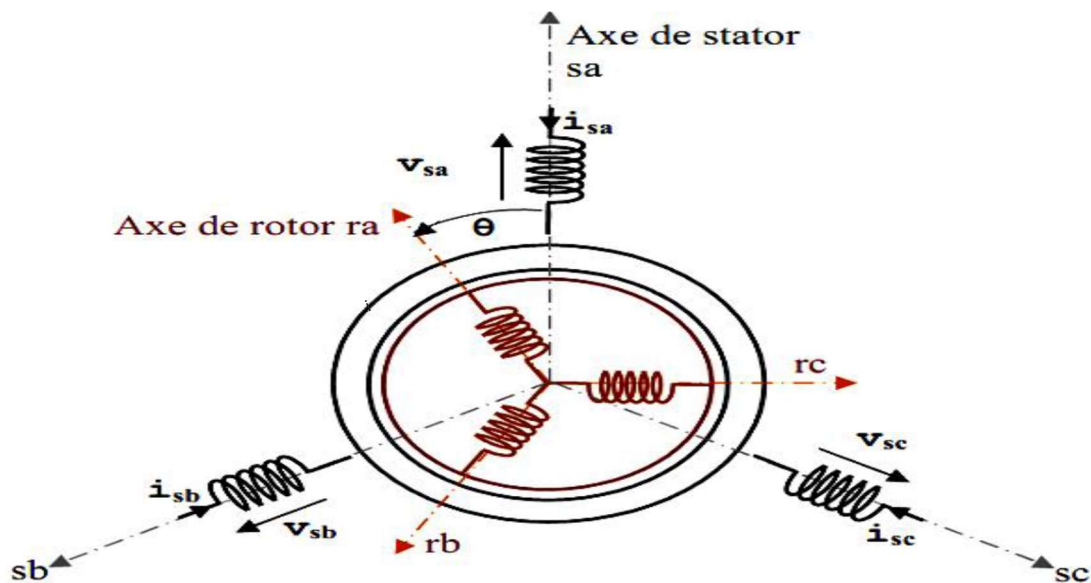


Figure I.7: Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Et leur comportement se traduit par trois types d'équations :

- Équations électriques
- Équations magnétiques
- Équations mécaniques

I.5.1 Equations électriques :

Pour le stator :

$$\begin{aligned}
(V_{sa}) &= (R_s)(i_{sa}) + \frac{d}{dt}(\varphi_{sa}) \\
(V_{sb}) &= (R_s)(i_{sb}) + \frac{d}{dt}(\varphi_{sb}) \\
(V_{sc}) &= (R_s)(i_{sc}) + \frac{d}{dt}(\varphi_{sc})
\end{aligned} \tag{1.3}$$

Pour le rotor :

$$\begin{aligned}
(V_{ra}) &= (R_r)(i_{ra}) + \frac{d}{dt}(\varphi_{ra}) \\
(V_{rb}) &= (R_r)(i_{rb}) + \frac{d}{dt}(\varphi_{rb}) \\
(V_{rc}) &= (R_r)(i_{rc}) + \frac{d}{dt}(\varphi_{rc})
\end{aligned} \tag{1.4}$$

En désignant par :

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions appliquées aux trois phases statoriques .

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants qui traversent les trois phases statoriques.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Flux totaux à travers les enroulements statoriques.

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Tensions rotoriques.

i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Courants rotoriques.

$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$: Flux rotoriques.

R_s = Résistance d'une phase statorique.

R_r = Résistance d'une phase rotorique.

Les équations (1.3) et (1.4) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \tag{1.5}$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{s(abc)}] = [R_s][i_{s(abc)}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s(abc)}] \tag{1.6}$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \tag{1.7}$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{r(abc)}] = [R_r] \cdot [i_{r(abc)}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{r(abc)}] \quad (1.8)$$

I.5.2 Equation magnétiques :

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent sous forme matricielle comme suit [BEN 01] :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (1.10)$$

Tel que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

On désigne par :

$[L_s]$ = Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$ = Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$ = Matrice des inductances mutuelles statoriques.

$[M_{rs}]$ = Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Ainsi :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

Avec :

l_s = Inductance propre d'une phase statorique.

l_r = Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s = Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r = : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

θ = Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques qui sont choisis comme axes des références.

M_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et la phase correspondante du rotor [ALI 18].

En supposant que la machine a un entre fer constant et que ses deux armatures sont équilibrées sur les trois phases, alors les inductances propres et mutuelles entre les enroulements d'une même armature sont constantes et égales :

$$\begin{cases} l_{As} = l_{Bs} = l_{Cs} = l_s \\ l_{Ar} = l_{Br} = l_{Cr} = l_r \end{cases} \quad (1.14)$$

Et :

$$\begin{cases} M_{AB(s)} = M_{AC(s)} = M_{BA(s)} = M_{BC(s)} = M_{CA(s)} = M_{CB(s)} = M_s \\ M_{AB(r)} = M_{AC(r)} = M_{BA(r)} = M_{BC(r)} = M_{CA(r)} = M_{CB(r)} = M_r \end{cases} \quad (1.15)$$

Et :

$$\begin{cases} M_s = -1/2 * L_s \\ M_r = -1/2 * L_r \\ M_{sr} = N_s/N_r * L_s \end{cases} \quad (1.16)$$

Où :

N_s : est le nombre de spires dans chaque enroulement statorique.

N_r : est le nombre de spires dans chaque enroulement rotorique.

I.5.3 Equations mécaniques :

Il est nécessaire d'introduire l'équation du mouvement de la machine exprimée comme suit :

$$j \frac{d}{dt} \Omega_r = C_e - C_r - f \Omega_r \quad (1.17)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ω_r : Vitesse rotorique.

C_{em} : Couple électromagnétique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

I.6 Transformation triphasé-biphasé

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan triphasé "abc". Vu la complexité de ces équations non linéaires et multivariables, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande. Pour cette raison, on fait appel à la transformation triphasé biphasé.

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé $\alpha\beta$. La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ (Clarke ou Concordia) puis vers le repère dq (Park).

Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe par rapport au repère abc, par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe $\alpha\beta$ un angle ψ qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park [HIK. B10].

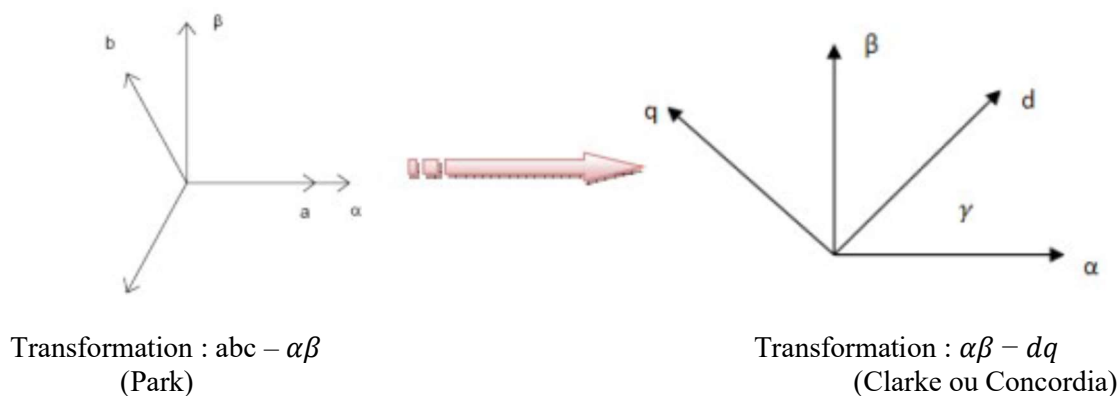


Figure I.8 : Transformation triphasée – biphasé [HIK10]

I.6.1 Transformation de Park (repère (d,q))

Dans la transformation de Park, les enroulements statorique ABC et les enroulements rotoriques abc sont respectivement transformés en deux enroulements statorique, d_s, q_s et deux enroulements rotoriques d_r, q_r . On désigne par "d" l'axe direct et "q" l'axe en quadrature. [BEK 17] .

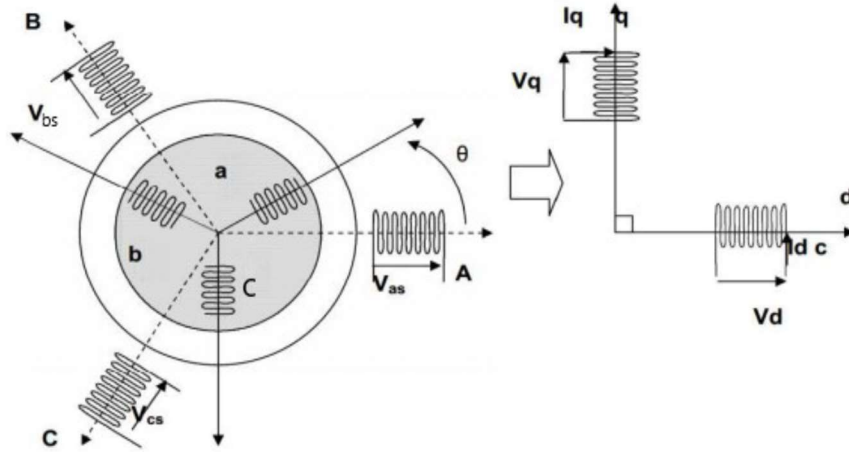


Figure I.9 : Schéma physique de la transformée de Park [ELG17]

La figure I.10 permet de définir les divers référentiels et les relations spatiales qui les relient. Elle montre que θ_s , θ_r et θ sont liés par la relation : [BEK17]

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (1.18)$$

D'où :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (1.19)$$

θ_s : l'angle électrique $(\vec{S}_a, \vec{d})$

θ_r : l'angle électrique $(\vec{R}_a, \vec{d})$

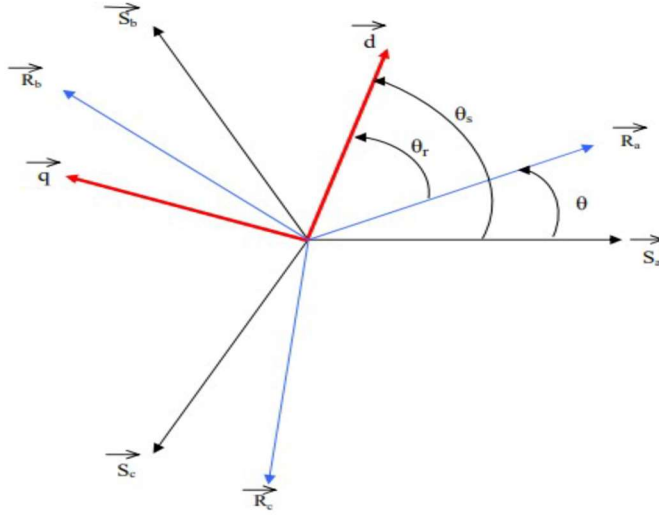


Figure I.10: repérage angulaire des systèmes d'axes fictifs de la machine [ELG17].

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_h \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1.20)$$

La matrice de transformation est définie par : [KHE 23]

$$[p(\theta)] = \left(\frac{2}{3}\right) * k1 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2k_0} & \frac{1}{2k_0} & \frac{1}{2k_0} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

La transformé inverse sera alors :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_h \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

$$[p(\theta)]^{-1} = k1 \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & k0 \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & k0 \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & k0 \end{bmatrix} \quad (1.23)$$

x : Grandeur qui peut être (v, i, φ)

x_a, x_b, x_c : sont les valeurs instantanées des grandeurs triphasées.

x_d, x_q : sont les valeurs instantanées des grandeurs biphasées.

x_h : est la composante homopolaire.

$[P]$: est la matrice de Park.

$[P]^{-1}$: est la matrice inverse de Park.

La transformation des grandeurs statoriques est définie par : [KHE 23]

$$\begin{aligned} [v_{dq}] &= [p(\theta_s)] * [v_{abc}] \\ [i_{dq}] &= [p(\theta_s)] * [i_{abc}] \\ [\varphi_{dq}] &= [p(\theta_s)] * [\varphi_{abc}] \end{aligned} \quad (1.24)$$

Où θ est l'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé (θ_s pour les grandeurs statoriques et θ_r pour les grandeurs rotoriques).

1.6.2 Cas particulier de la transformation de Park :

Dans le cas particulier où $\theta_s = 0$, la transformation de Park devient la transformation de CLARKE en conservant l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ou le couple (on doit alors multiplier par un coefficient $C = 2/3$), ou la transformation de CONCORDIA en conservant la puissance mais pas les amplitudes

($C = \sqrt{2/3}$) [BEK17].

1.7 Transformation de PARK appliquée au moteur asynchrone :

1.7.1 Équations électriques :

La substitution des enroulements fictifs S_d, S_q, R_d et R_q aux enroulements triphasés permet l'écriture des équations suivantes [KHE 23] :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_{ds} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} - \frac{d\theta_r}{dt} \varphi_{dr} \end{cases} \quad (1.29)$$

1.8.2 Équations magnétiques :

On retrouve la relation électromagnétique de la machine asynchrone de KRON, généralisée en appliquant la transformation de Park aux équations de flux et de courant soit :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.30)$$

En sachant que : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$; On peut écrire :

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} & 0 \\ 0 & \frac{-M}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

La machine biphasée sera représentée dans l'espace électrique par la figure I.11.

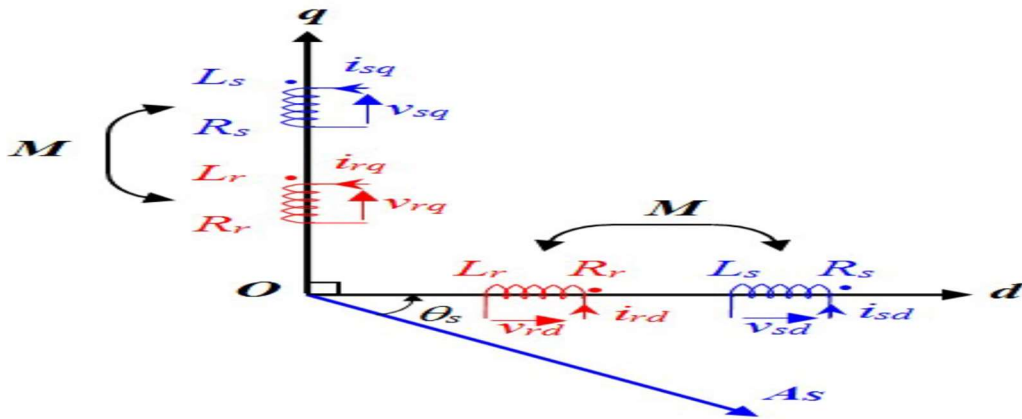


Figure I.11: Représentation des enroulements fictifs d'axes 'd' et 'q'

I.8 Choix du référentiel :

Il existe trois choix importants d'orientation du repère (d,q), il peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, selon l'objectif de l'application [KHE 23]:

- Axe tournant à la vitesse du rotor ($\theta_r = 0$) : étude des grandeurs statoriques.
- Axe lié au stator ($\theta_s = 0$): étude des grandeurs rotoriques.
- Axe solidaire du champ tournant : étude de la commande.

On désigne par : $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: la vitesse angulaire des axes d et q dans le repère statorique et

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: la vitesse angulaire des axes d et q dans le repère rotorique, de sorte qu'à partir de

l'expression ($\theta = \theta_s - \theta_r$), il se déduit par dérivation :

$$\omega_s - \omega_r = \frac{d\theta}{dt} \quad (1.32)$$

Les équations électriques de la machine s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ v_{dr} \\ v_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega_s \varphi_{ds} \\ +\omega_s \varphi_{qs} \\ -\omega_r \varphi_{dr} \\ +\omega_r \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (1.33)$$

I.8.1 Référentiel lié au rotor (x, y) :

Ce référentiel est noté (X,Y), il se traduit par les conditions

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_m \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

Les équations de système prennent la forme :

$$\begin{cases} v_{xs} = R_s i_{xs} + \left(\frac{d\varphi_{xs}}{dt} \right) - \omega_r \varphi_{ys} \\ v_{ys} = R_s i_{ys} + \left(\frac{d\varphi_{ys}}{dt} \right) - \omega_r \varphi_{xs} \\ 0 = R_r i_{xr} + \left(\frac{d\varphi_{xr}}{dt} \right) \\ 0 = R_r i_{yr} + \left(\frac{d\varphi_{yr}}{dt} \right) \end{cases} \quad (1.34)$$

Ce choix est intéressant pour étudier la région de transition où la vitesse de rotation est constante.

I.8.2 Référentiel lié au stator (α, β) :

Ce référentiel est noté (α, β), il se traduit par les conditions :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_m ; \omega_e = 0 \text{ et } \omega_{gl} = -\omega_m$$

Les équations de système prennent la forme :

$$\begin{cases} v_{as} = R_s i_{as} + \left(\frac{d\varphi_{as}}{dt} \right) \\ v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \left(\frac{d\varphi_{\beta s}}{dt} \right) \\ 0 = R_r i_{ar} + \left(\frac{d\varphi_{ar}}{dt} \right) + \omega_m \varphi_{\beta r} \\ 0 = R_r i_{\beta r} + \left(\frac{d\varphi_{\beta r}}{dt} \right) - \omega_m \varphi_{ar} \end{cases} \quad (1.35)$$

Ce référentiel est choisi dans le cas des dérivations importantes de la vitesse de rotation associées ou non à des variations de la fréquence d'alimentation.

I.8.3 Référentiel lié au champ tournant (d,q) :

Ce référentiel est noté (d,q). Il se traduit par les conditions

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_m = \omega_{gl}$$

Les équations de système prennent la forme :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \left(\frac{d\varphi_{ds}}{dt} \right) - \omega_s \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \left(\frac{d\varphi_{qs}}{dt} \right) + \omega_s \varphi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \left(\frac{d\varphi_{dr}}{dt} \right) - \omega_{gl} \varphi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \left(\frac{d\varphi_{qr}}{dt} \right) + \omega_{gl} \varphi_{dr} \end{cases} \quad (1.36)$$

Le champ tournant nécessite la présence d'une variable supplémentaire qui permet de définir sa position. On choisit ce référentiel pour effectuer les méthodes de commande classiques (scalaires et vectorielles). La représentation des différents référentiels définis préalablement est illustrée dans la figure I.12.

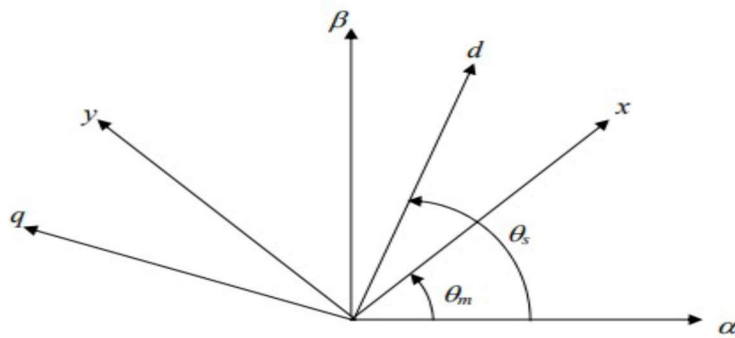


Figure I.12 : représentation des différents référentiels.

Il y a lieu de signaler que le référentiel utilisé est lié au stator, donc $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$, $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_e = 0$; $-\omega_m \text{ et } \omega_g = -\omega_m$

I.9 Représentation d'état de Park :

Un système d'état est un ensemble composé des parties séparables, mais liées entre elles d'une manière souvent très complexe. Dans les littératures ordinaires, une représentation d'état permet de modéliser un système dynamique sous forme matricielle en utilisant des variables d'état. D'une manière générale, la représentation d'état est en fonction du système à étudier, elle peut être linéaire ou non-linéaire, ou même elle est utilisable dans le régime continu ou discret. [ZEG17]

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les tensions statoriques (v_{ar} , $v_{\beta s}$) sont considérées comme variables d'entrée, le couple résistant (C_r) comme perturbation. Nous choisissons le référentiel lié au stator en supposant que ($v_{ar} = 0$) et ($v_{\beta r} = 0$). [KHE 23]

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{\beta s} \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{\beta r} \end{bmatrix} = -C \cdot \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{\beta s} \\ i_{ar} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} - D \cdot \begin{bmatrix} \varphi_{as} \\ \varphi_{\beta s} \\ \varphi_{ar} \\ \varphi_{\beta r} \end{bmatrix} + B \cdot u \quad (1.37)$$

I.9.1 Équations d'état :

La représentation d'état consiste à exprimer le modèle mathématique de la machine asynchrone sous la forme :

$$\frac{dX}{dt} = AX + Bu \quad (1.38)$$

La figure I.13 illustre le schéma synoptique de cette présentation.

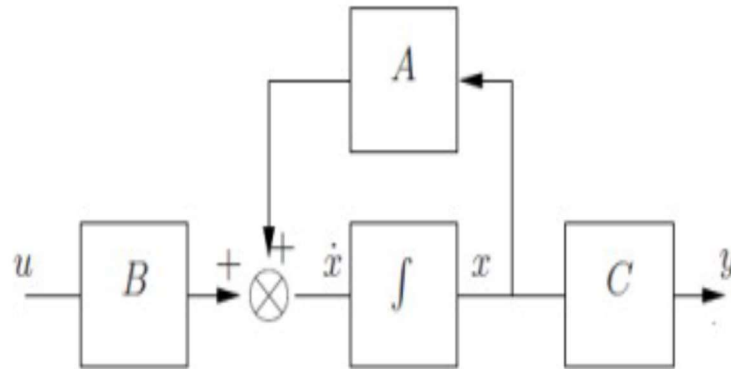


Figure I.13: Synoptique de représentation d'état

Où :

X : vecteur d'état.

u : vecteur d'entrée.

Différentes possibilités sont offertes pour le choix du vecteur d'état. Parmi ces possibilités nous pouvons choisir les courants statoriques, les courants rotoriques et la vitesse électrique ($i_{\alpha s}, i_{\beta s}, i_{\alpha r}, i_{\beta r}, \omega$), ou les flux statoriques, les flux rotoriques et la vitesse électrique ($\varphi_{\alpha s}, \varphi_{\alpha r}, \varphi_{\beta s}, \varphi_{\beta r}, \omega$) ou les flux statoriques, les courants statoriques et la vitesse électrique ($\varphi_{\alpha s}, \varphi_{\beta s}, i_{\alpha s}, i_{\beta s}, \omega$) ou encore les flux rotoriques, les courants statoriques et la vitesse électrique ($\varphi_{\beta r}, \varphi_{\beta r}, i_{\alpha s}, i_{\beta s}, \omega$) comme variables d'état.

Considérons tout d'abord les flux statoriques, les flux rotoriques et la vitesse électrique ($\varphi_{\alpha s}, \varphi_{\beta s}, \varphi_{\alpha r}, \varphi_{\beta r}, \omega$) comme variables d'état.

$$C = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; D = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \omega_m \\ 0 & 0 & -\omega_m & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } u = \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (1.39)$$

En remplaçant les courants par leur expression donnée par l'équation (1.38),

On obtient l'équation d'état du modèle de la machine asynchrone suivante :

$$\frac{dX}{dt} = AX + Bu$$

Où :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma T_s} & 0 & \frac{M}{\sigma L_r T_s} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{\sigma T_s} & 0 & \frac{M}{\sigma L_r T_s} \\ \frac{M}{\sigma L_s T_r} & 0 & \frac{-1}{\sigma T_r} & -\omega_m \\ 0 & \frac{M}{\sigma L_s T_r} & \omega_m & \frac{-1}{\sigma T_r} \end{bmatrix} \text{ et } X = \begin{bmatrix} \varphi_{\alpha s} \\ \varphi_{\beta s} \\ \varphi_{\alpha r} \\ \varphi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (1.40)$$

I.9.2 Équation du couple :

L'expression du couple s'écrit par :

$$C_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} (\varphi_{\alpha r} \varphi_{\beta s} - \varphi_{\alpha s} \varphi_{\beta r}) \quad (1.41)$$

On peut exprimer l'équation du couple par d'autres formes :

$$C_{em} = p (\varphi_{\alpha s} i_{\beta s} - \varphi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (1.42)$$

$$C_{em} = p M (i_{\alpha r} i_{\beta s} - i_{\alpha s} i_{\beta r}) \quad (1.43)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} (\varphi_{\beta s} i_{\alpha r} - \varphi_{\alpha s} i_{\beta r}) \quad (1.44)$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{\alpha r} i_{\beta s} - \varphi_{\beta r} i_{\alpha s}) \quad (1.45)$$

I.10 Simulation de la machine asynchrone alimentée en tension :

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de la machine dont les paramètres sont donnés en annexe. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma fonctionnel à partir duquel les tensions simples d'alimentation nous permettent d'étudier l'évolution des grandeurs électriques, électromagnétiques et mécaniques en fonction du temps en régime dynamique pour un fonctionnement en moteur.

Le schéma bloc représentant la machine asynchrone alimentée en tension réalisé sous Matlab/Simulink est illustré par la Figure I.14

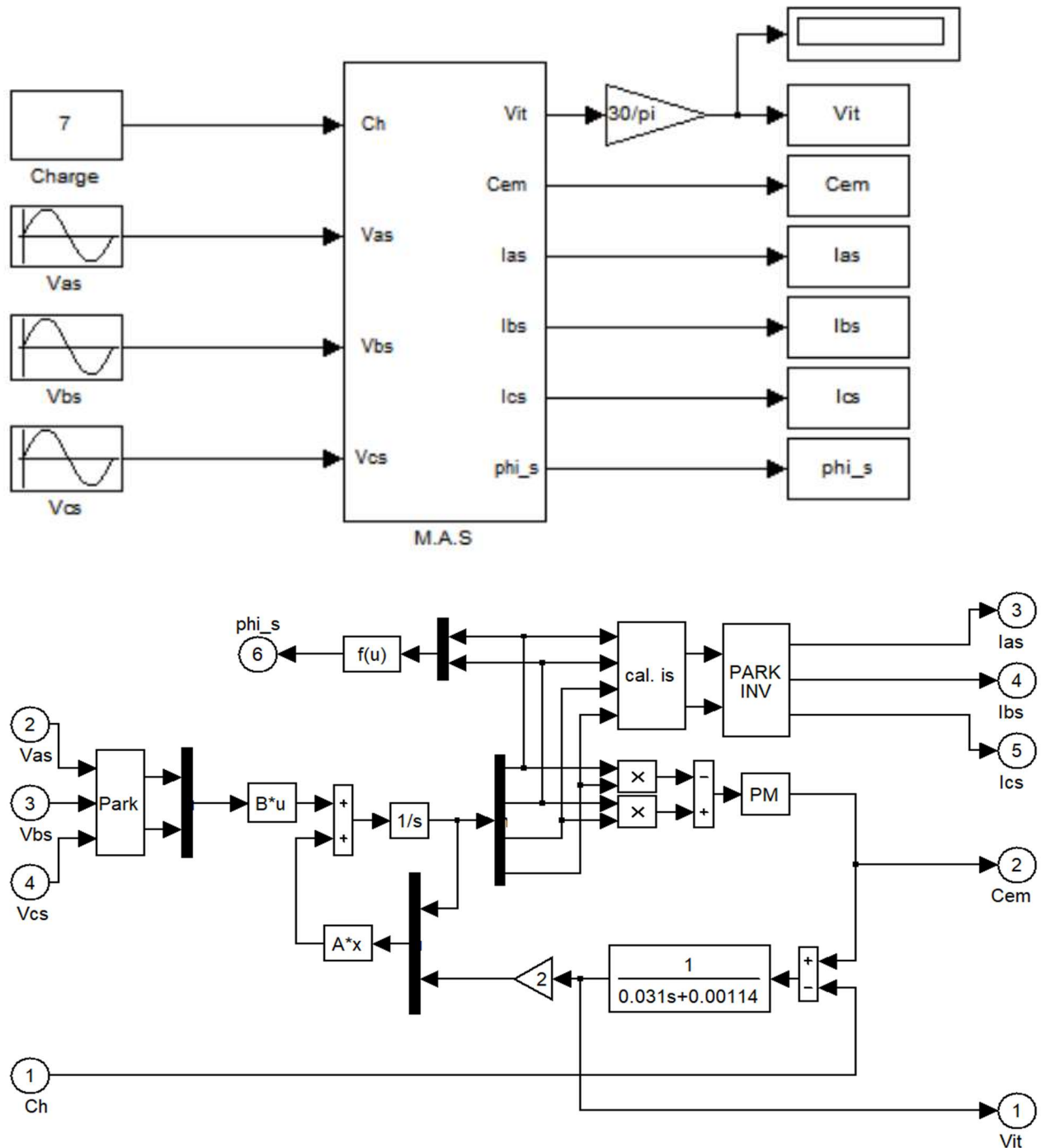


Figure I.14: schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en tension.

I.10.1 Résultat de simulation :

Les figures ci-dessous présentent les principales caractéristiques de la machine asynchrone sans onduleur pour un fonctionnement en charge, en observant le courant de phase, le couple électromagnétique et la vitesse.

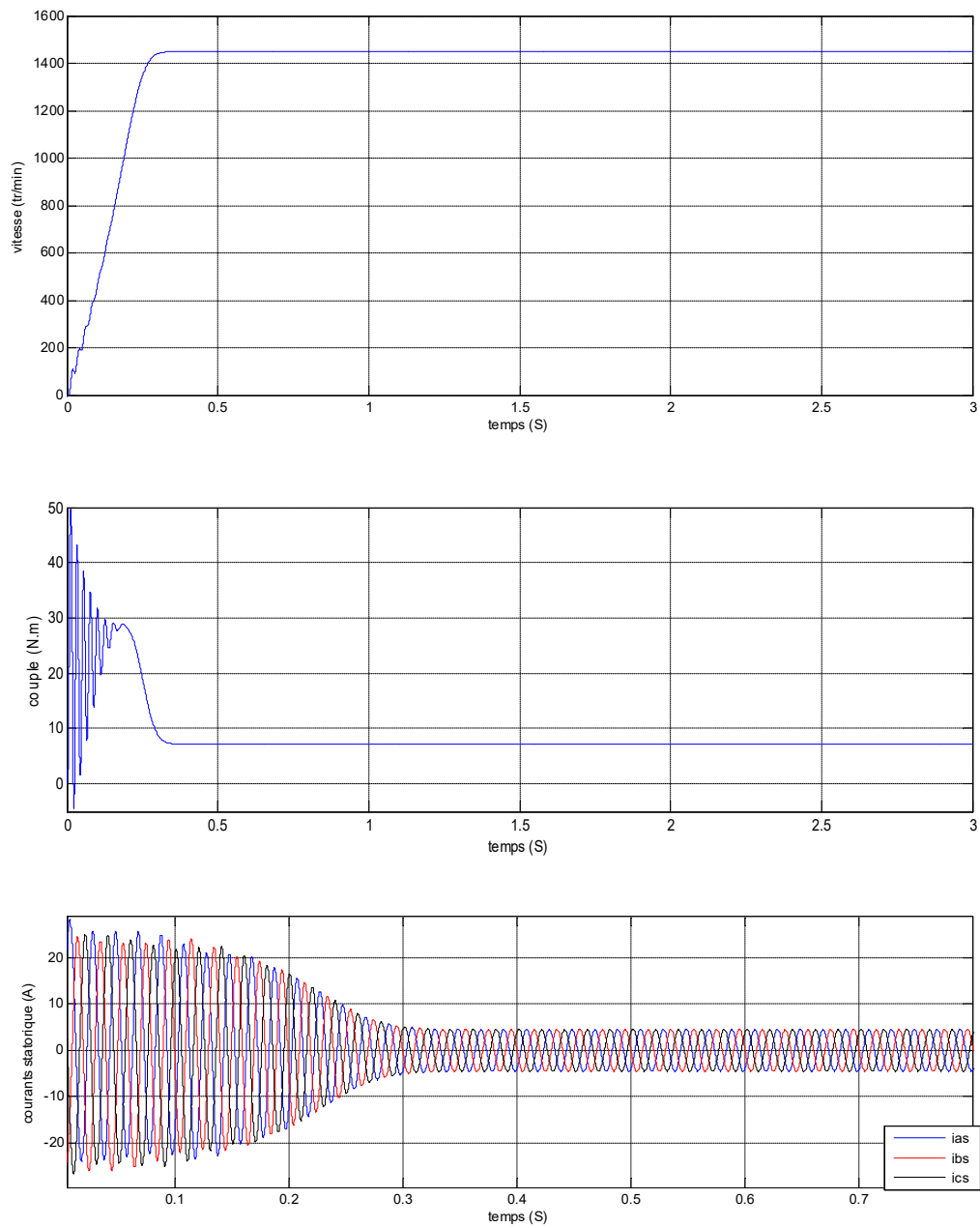


Figure I.15: Démarrage direct du moteur asynchrone sans onduleur

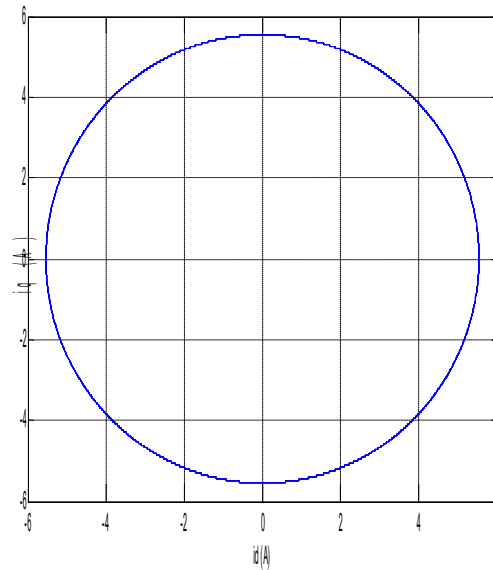


Figure I.16 : Courants de PARK dans démarrage direct du moteur asynchrone sans onduleur.

I.10.2 Interprétation des résultats :

- **La vitesse :**

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Après un temps d'environ 0,27 sec. La vitesse rotorique s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme au-dessous de 1500tr/min aux alentours de 1440 tr/min correspondante à la vitesse nominale en charge.

- **Le couple électromagnétique :**

La courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante ; après 0,2s le couple tend vers le couple résistant imposé correspondant au couple nominal égal à 7 N.m, le couple de démarrage atteint la valeur de 49 N.m ce qui permet d'avoir une dynamique rapide

- **Le courant statorique :**

Le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de 29 A jusqu'à 0,1s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 5A valeur du courant nominal.

Enfin, le tracé des vecteurs de Park présente une allure parfaitement circulaire synonyme de courants équilibrés et parfaitement sinusoïdaux.

I.11 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du moteur asynchrone alimenté par une source de tension sinusoïdale triphasée et équilibrée à fréquence constante établi sous des hypothèses simplificatrices. Après, nous avons utilisé la transformation du Park pour éviter la complexité des équations différentielles. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui signifie une facilité de résolution et de simulation.

CHAPITRE II

Modélisation et simulation de l'association convertisseur statique - machine asynchrone

II.1 Introduction :

Les onduleurs constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance présente dans les domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatifs. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi- généralisée des techniques dites de Modulation de Largeurs d'Impulsions (MLI). [SEG 89]

L'onduleur joue un rôle important dans le contrôle de la vitesse du moteur électrique. Utilisé pour générer une tension alternative de fréquence et d'amplitude variables.

Un onduleur est un convertisseur statique qui garantit la conversion directe de la tension de sortie en courant alternatif de valeur moyenne nulle.

Cette tension peut contenir un ou plusieurs slots par changement, selon le type de commande et la structure du convertisseur.

Le contrôle des machines à courant alternatif avec des onduleurs de tension utilise généralement des techniques de modulation de largeur d'impulsion pour contrôler les interrupteurs.

II.2 Définition de l'onduleur :

Un onduleur est un dispositif permettant de transformer en alternatif une énergie électrique de type continu. Il est utilisé en électrotechnique pour fournir des tensions ou courants alternatifs de fréquence et amplitudes variables. En fait, cette conversion d'énergie est réalisée au moyen d'un dispositif de commande des semi-conducteurs. Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande [BER 06].

On distingue les onduleurs de tension et les onduleurs de courant, en fonction de la source d'entrée continue : source de tension ou source de courant [BOU 09].

II.3 Classification des Onduleurs :

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonomes et onduleur autonome. Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance.

II.3.1 Onduleurs non autonomes :

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif.

II.3.2 Onduleur autonome :

Un onduleur est dit autonome s'il utilise l'énergie d'un circuit auxiliaire propre à lui pour la commutation des thyristors ou des autres semi-conducteurs dans ce cas nous commandons la fréquence et la forme d'onde de la tension de sortie .

Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer [BER 06]:

- Les onduleurs de tensions.
- Les onduleurs de courants.

II.3.2.1 Les Onduleurs (autonomes) de tension :

Un onduleur de tension est un onduleur qui est alimenté par une source de tension continue (source d'impédance interne négligeable), la tension « u » n'est pas affecté par les variations du Courant « i » qui la traverse, la source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur et donc à sa sortie.

Le courant à la sortie « i' » est donc le courant à l'entrée « i » dépendent de la charge placée du côté alternatif. Cette charge peut être quelconque à la seule condition qu'il ne s'agisse pas d'une autre source de tension (capacité ou f. e. m alternative) directement branchée entre les bornes de

sortie.

II. 3.2.2 Les onduleurs (autonome) de courants :

Un onduleur de courant (souvent appelé commutateur de courant) est alimenté par une source de courant continu, c'est –à – dire par une source d'inductance interne si grande que le courant « i » qui la traverse ne peut être affecté par les variations de la tension « u » à ses bornes.

II.3.2.3 Les onduleurs à résonance :

Les onduleurs à résonance sont des onduleurs de tension ou de courant à un créneau par alternance fonctionnant dans des conditions particulières. La charge doit être un circuit oscillant peu amorti.

On commande les interrupteurs par une fréquence voisine de la fréquence de résonance de la charge.

Si celle- ci varie, il faut faire varier la fréquence de commande. L'onduleur doit donc être piloté par la charge, il n'est plus autonome [WIL 05].

II.4 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux de tension :

Pour l'entraînement électrique asynchrone, le convertisseur continu alternatif est un onduleur de tension. Il est constitué de trois bras (A, B, C) composés chacun de deux transistors IGBT et de deux diodes en antiparallèle. Aux différentes configurations des interrupteurs correspondent les huit vecteurs tension appliqués à la machine. [BEN 10].

La conversion continu –alternatif est assurée par les commutations des interrupteurs de l'onduleur qui vont ainsi effectuer des connexions temporaires entre les bornes de la source d'alimentation continue et les lignes de la charge triphasée alternative. La structure à trois bras est présentée sur la **Figure II.1**[BOU 13].

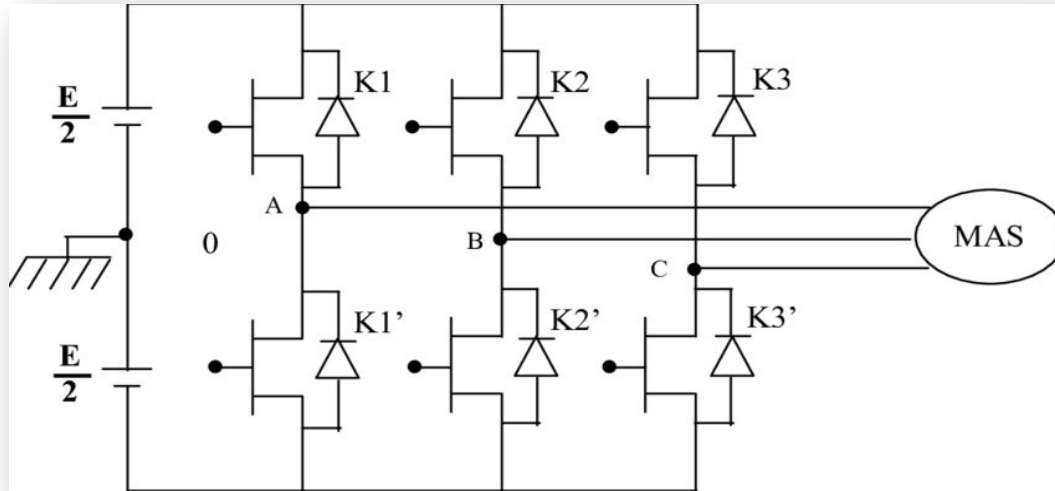


Figure II.1 : Schéma d'un onduleur triphasé à deux niveaux. [KHE 23]

L'entrée est une source de tension continue. Le récepteur est une machine asynchrone qui peut être connectée en triangle ou en étoile sans le neutre.

Les deux interrupteurs K_i , K_i' , ($i=1, 2, 3$), sont unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant.

Ce sont des éléments commandable à l'ouverture et à la fermeture. Ils sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), qui consiste à moduler la tension de sortie. Nous supposons que la commutation des éléments semi-conducteurs est instantanée (composants parfaits). Ainsi que chaque bras d'onduleur est associé à une fonction logique de connexion S_j ($j=A, B, C$) définie comme suit :

$$S_j = \begin{cases} 1, & \text{l'interrupteur du haut (K) est fermé et celui du bas (K') ouvert} \\ 0, & \text{l'interrupteur du haut (K) est ouvert et celui du bas (K') fermé.} \end{cases}$$

Pour modéliser l'onduleur de tension **Figure II.1**, on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f.e.m. égale à $E/2$ connectés à un point fictif noté n_0 . Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$v_{AB} = v_{AO} - v_{BO} \quad (2.1)$$

$$v_{BC} = v_{BO} - v_{CO}$$

$$v_{CA} = v_{CO} - v_{AO}$$

Pour une MAS présentant un neutre et alimentée par un onduleur, on peut écrire les tensions comme suit :

$$\begin{cases} v_{AN} = v_{AO} + v_{ON} \\ v_{BN} = v_{BO} + v_{ON} \\ v_{CN} = v_{CO} + v_{ON} \end{cases} \quad (2.2)$$

v_{AO} , v_{BO} , v_{CO} : Sont des tensions à l'entrée de l'onduleur. (Valeurs continues)

v_{AN} , v_{BN} , v_{CN} : Sont des tensions de phase à la sortie de l'onduleur (valeurs alternatives)

v_{ON} : La tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice Pour un système équilibré Tensions simples aux bornes de la charge montée en étoile

$$v_{AN} + v_{BN} + v_{CN} = 0 \quad (2.3)$$

Il vient :

$$v_{AN} = \frac{1}{3} (2v_{AO} - v_{BO} - v_{CO})$$

$$v_{BN} = \frac{1}{3} (2v_{BO} - v_{AO} - v_{CO}) \quad (2.4)$$

$$v_{CN} = \frac{1}{3} (2v_{CO} - v_{AO} - v_{BO})$$

On peut récrire l'équation (2.4) sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{AO} \\ v_{BO} \\ v_{CO} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Les tensions entre phases et le neutre fictif peuvent être données en fonction des signaux par :

$$v_{AO} = E * S_A$$

$$v_{BO} = E * S_B \quad (2.6)$$

$$v_{CO} = E * S_C$$

Les tensions aux bornes de la machine sont données par :

$$\begin{aligned} v_{AN} &= \frac{E}{3} (2S_A - S_B - S_C) \\ v_{BN} &= \frac{E}{3} (2S_B - S_A - S_C) \\ v_{CN} &= \frac{E}{3} (2S_C - S_A - S_B) \end{aligned} \quad (2.7)$$

L'équation (2.7) peut être réécrite sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu-alternatif et on aura :

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

II.5 Modulation de largeur d'impulsions :

II.5.1 Définition :

La modulation de la largeur d'impulsions est une technique de pilotage pour les convertisseurs statiques, servant d'interface entre une charge (machine électrique) et son dispositif d'alimentation (onduleur triphasé). Elle est donc une technique utilisée pour la conversion de l'énergie, ayant ses bases dans le domaine des télécommunications (traitement du signal). Elle porte en anglais le nom de Pulse Width Modulation (PWM) ou Pulse-Duration Modulation (PDM) [BOUK 09].

II.5.2 Principe de fonctionnement :

Son principe de fonctionnement est la détermination des durées de modulation (portions de temps) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée permet de déterminer les séquences des allumages et d'extinctions des composants du convertisseur et de minimiser d'un côté les pertes dans les interrupteurs de l'onduleur et d'autre côté les harmoniques des tensions appliquées au moteur.

A l'inverse des autres techniques de commande où le filtrage de la tension ou du courant de sortie est difficile et onéreux, ne délivrant qu'un créneau de tension ou de courant par alternance, (rappelant que les premiers harmoniques à éliminer, harmonique 3 ou 5, ont une fréquence très voisine de celle du fondamental), la modulation de largeur d'impulsion s'avère être une technique très efficace, permettant de se rapprocher du signal désiré et de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie.

Elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage. Cependant, cette technique est imparfaite.

Le contenu harmonique généré par une onde MLI entraîne des pertes dans le réseau (pertes fer dans le transformateur, pertes Joule dans la ligne et le convertisseur), dans la charge (pertes Joule, fer et par courant de Foucault).

Elles génèrent dans les machines tournantes des oscillations de couple, des bruits acoustiques et des résonances électroniques. Elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système. Il faut donc minimiser ces harmoniques [CAP 11] [FER 13].

II.6 Modélisation de la modulation vectorielle (SVM) :

Cette modulation est utilisée par les commandes modernes à courant alternatif, les tensions de références sont les tensions simples désirées à la sortie de l'onduleur. Cette technique à MLI est basée sur les principes suivants :

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles T (MLI régulière).
- Pour chaque phase, on envoie une impulsion de largeur centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage.
- Tous les interrupteurs d'un même demi- pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Les trois tensions sinusoïdales désirées à la sortie sont représentées par un seul vecteur appelé vecteur tension de référence. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant

sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires K1 et K1', K2 et K2', K3 et K3' représentés par la **Figure II.2**

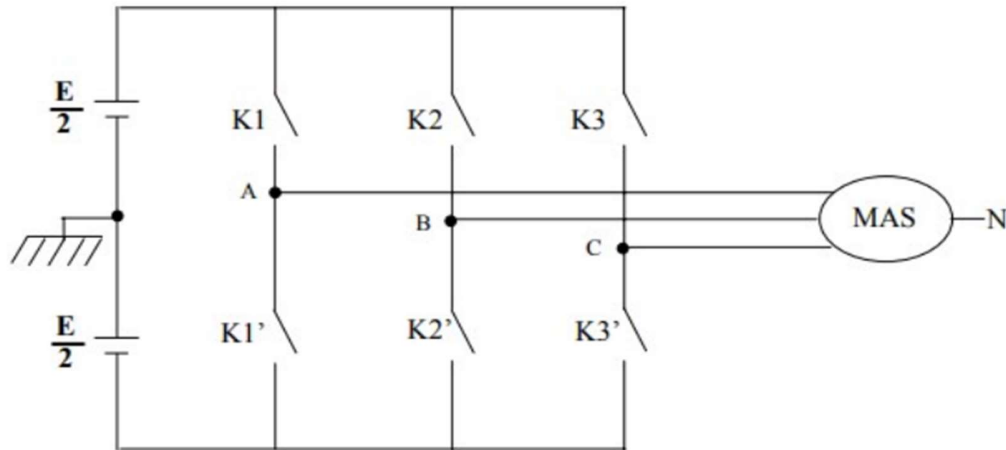


Figure II.2 : structure simplifiée d'un onduleur triphasé.

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension possède six cellules de commutation, donnant huit configurations possibles (2^3) pour l'ensemble des interrupteurs. Ces huit états de commutations peuvent s'exprimer dans le plan (α, β) par huit vecteurs de tension. Parmi ces vecteurs, deux sont nuls, les autres étant équirépartis tous les 60° [KHE 23].

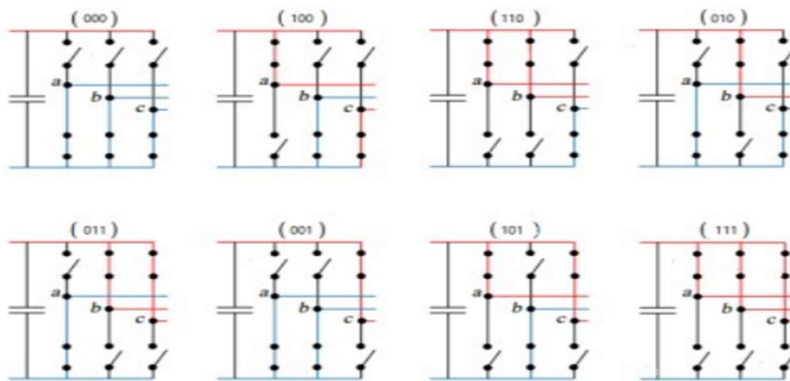


Figure II.3 : Emplacement des huit vecteurs stationnaires pour un onduleur de tension à deux niveaux [OKB 19]

II.6.1 Principe de la MLI vectorielle :

Le principe de la MLI vectorielle (Space Vector Modulation) consiste à reconstruire le vecteur tension à partir de huit vecteurs tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasée, La SVM est la méthode la mieux adaptée au contrôle des moteurs alternatifs alimentés par des onduleurs contrairement à d'autres méthodes. Elle consiste à considérer globalement le système triphasé, et à lui appliquer une transformée de Concordia pour se ramener dans le plan $(V_\alpha ; V_\beta)$.

Le système triphasé des tensions à générer pour une durée d'échantillonnage peut alors être représenté comme un unique vecteur dans ce plan. [OKB 19]

II.6.2 Transformation de CLARK :

Pour simplifier les calculs dans la modulation vectorielle, on utilise la transformation de Clark, cette dernière nous permet de remplacer le système triphasé de trois tensions v_A, v_B, v_C de somme nulle par un système diphasé v_α, v_β respectant le transfert de puissance.

Ces composantes sont données par :

$$v_{S\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{AN} - \frac{1}{2} v_{BN} - \frac{1}{2} v_{CN} \right) \quad (2.10)$$

$$v_{S\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{BN} - \frac{\sqrt{3}}{2} v_{CN} \right)$$

L'équation sous forme matricielle est exprimée par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{S\alpha} \\ v_{S\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} v_{AN} \\ v_{BN} \\ v_{CN} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

La composante v_0 est identiquement nulle, puisque les tensions v_A, v_B, v_C ne contiennent pas de composante homopolaire. Le principe de la MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur v_s de tension statorique désiré sur les deux vecteurs de tensions adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur. [KHE 23]

Le **Tableau II.1** indique pour chacun de ses états les valeurs des tensions v_{AN} , v_{BN} , v_{CN} de leurs composantes de Clark v_α , v_β et indice des vecteurs V représentatif de cet état.

K_1	K_2	K_3	V_{AO}	V_{BO}	V_{CO}	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	v_α	v_β	V_s
0	0	0	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
1	0	0	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	-E/3	-E/3	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$	0	$\vec{V}_1$
1	1	0	E/2	E/2	-E/2	E/3	E/3	-2E/3	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$\vec{V}_2$
0	1	0	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	2E/3	-E/3	$\frac{-1}{\sqrt{6}}E$	$\frac{1}{\sqrt{2}}E$	$\vec{V}_3$
0	1	1	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3	$\frac{-\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$	0	$\vec{V}_4$
0	0	1	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3	$\frac{-1}{\sqrt{6}}E$	$\frac{-1}{\sqrt{2}}E$	$\vec{V}_5$
1	0	1	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/3	$\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$\frac{-1}{\sqrt{2}}E$	$\vec{V}_6$
1	1	1	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	$\vec{V}_7$

Tableau II.1 : Calcul des vecteurs de tension.

II.7 Configurations possibles :

Deux de ces vecteurs sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égal à : $E \sqrt{\frac{2}{3}}$

Les extrémités de ces six vecteurs définissent les sommets d'un hexagone régulier représenté par la figure II.4 puisque deux vecteurs successifs forment un angle de 60° [CHE 20].

Chacun des couples de vecteurs V_i et V_{i+1} ($i=1\dots 6$) définissent les limites d'un des six secteurs de l'hexagone (à noter que dans le secteur 6 la notation V_{i+1} correspond au vecteur V_1) [OKB 19].

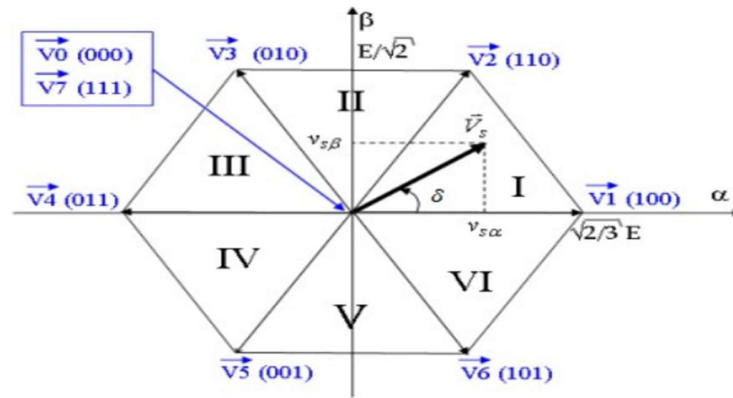


Figure II.4 : Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur et de référence dans le repère stationnaire

Un vecteur tension de référence V_s est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T par un vecteur tension moyen V_{moy} . Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tension adjacente et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

II.8 Vecteur de tension désire :

On peut également définir un vecteur V dont les coordonnées sont les composantes de Clark $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$ du système triphasé de tension v_{sA} , v_{sB} , v_{sC} que l'on veut obtenir en sortie.

Si :

$$\begin{cases} v_{SA} = r \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos(\delta) \\ v_{SB} = r \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos(\delta - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{SC} = r \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos(\delta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.12)$$

Avec :

r : taux de modulation ou coefficient de réglage

La transformation de CLARK donne :

$$\begin{cases} v_{S\alpha} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos(\delta) \\ v_{S\beta} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E}{2} \cdot \sin(\delta) \end{cases} \quad (2.13)$$

Le vecteur V_S est un vecteur d'amplitude constante $(r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{E}{2})$ tournant dans le sens trigonométrique avec une vitesse angulaire égale à la pulsation des tensions désirées.

II.9 Approximation du vecteur tension de contrôle :

Le vecteur tension de contrôle V_S est approché, sur la période de modulation T_m , par la génération d'un vecteur de tension moyen V_{moy} élaboré par application des vecteurs d'état de l'onduleur $V_{S(k)}$ et $V_{S(k+1)}$ adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 [KHE 23]

- Dans la configuration correspondant à $V_{S(k)}$ pendant une fraction $\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \delta)$ de l'intervalle T .
- Dans la configuration correspondant à $V_{S(k+1)}$ pendant une fraction $\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \cdot \sin(\delta)$ de l'intervalle T .
- Et dans une configuration fournissant un vecteur de sortie nul (V_0 et V_7) pendant le reste de l'intervalle T .

On vérifie, en effet, que sur un intervalle T du premier secteur, la valeur moyenne est bien égale à V_S .

$$V_{moy} = \frac{1}{T} (T_1 V_1 + T_2 V_2 + T_i V_0) \quad (2.14)$$

D'où :

$$\vec{V}_S = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \delta\right) \cdot \vec{V}_1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot r \cdot \sin(\delta) \cdot \vec{V}_2 \quad (2.15)$$

La modulation vectorielle consiste à reproduire sur chaque période de modulation le processus qui vient d'être décrit de manière à poursuivre en moyenne l'évolution du vecteur V_S .

II.10 Définition de la séquence temporelle de vecteur d'état :

Le vecteur tension souhaitée est obtenu en valeur moyenne sur une période de modulation par l'application successive des vecteurs d'état de l'onduleur V_i et V_{i+1} adjacents des vecteurs nuls V_0 et V_1 . V_i et V_{i+1} délimite le secteur du plan dans lequel est situé V_S . De plus, pour réduire les commutations, le vecteur zéro est appliqué comme suit :[BEN 10]

V_0 Est utilisé avant et après les vecteurs impairs.

V_1 Est utilisé avant et après les vecteurs pairs.

La succession des vecteurs tension peut être représentée par le digramme de la Figure II.5

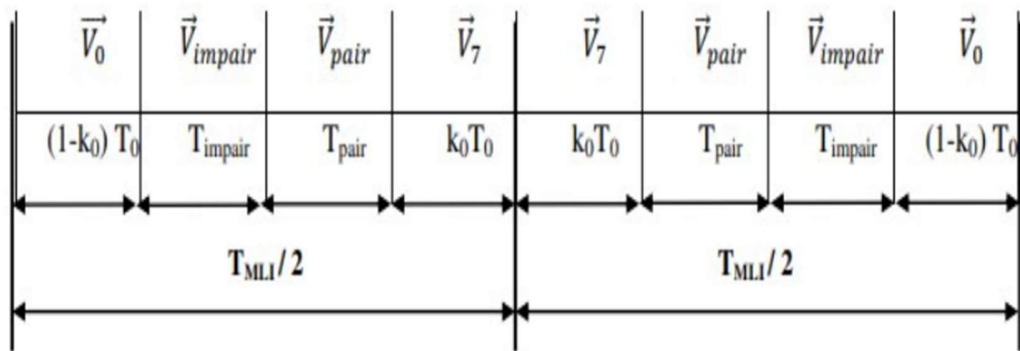


Figure II.5 : Principe d'élaboration de la MLI vectorielle [ZEG 17]

Avec :

$$\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = \vec{0}$$

$$\vec{V}_S = \frac{1}{T_e} [T_k \vec{V}_k + T_{k+1} \vec{V}_{k+1}] \quad (2.16)$$

$$T_0 = T_{MLI} - (T_k - T_{k+1}) \quad (2.17)$$

T_0 = est le temps d'application des vecteurs nuls.

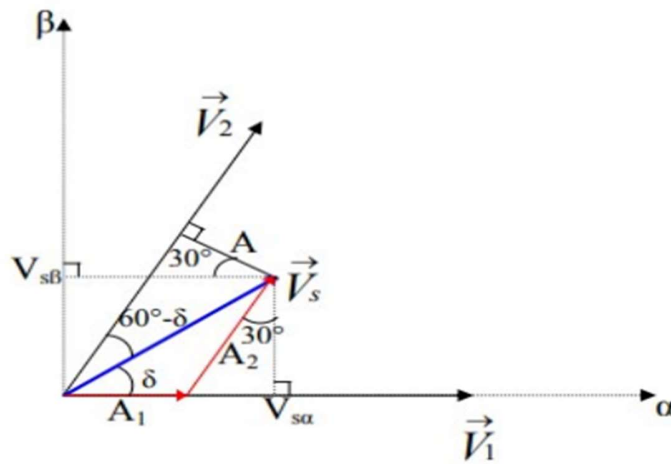


Figure II.6 : Calcule des temps de commutation T1 et T2 du premier secteur. [KHE 23]

La Figure II.6 représente le cas où le $\vec{V}_S$ se trouve dans le secteur 1, Avec A_1 et A_2 respectivement, les rapports cycliques des vecteurs V_1 et V_2 exprimé par :

$$A_1 = \frac{T_1}{T} \vec{V}_1 \quad (2.18)$$

$$A_2 = \frac{T_2}{T} \vec{V}_2$$

D'après la figure II.6, on a :

$$V_S = V_{sa} + j \cdot V_{sb} \quad (2.19)$$

Avec :

$$V_{S\alpha} = V_S \cdot \cos(\delta) \quad (2.20)$$

$$V_{S\beta} = V_S \cdot \sin(\delta)$$

On remarque que :

$$A = \frac{T_1 V_1}{T} \cdot \cos(30) = V_S \cdot \sin(60 - \delta) \quad (2.21)$$

Où :

$$V_1 = V_2 = \sqrt{\frac{2}{3} E} \quad (2.22)$$

D'où :

$$T_1 = \frac{V_S \cdot \sin(60 - \delta) \cdot T}{V_1 \cos(30)} = V_S \cdot \sin(60 - \delta) \cdot \frac{2T}{\sqrt{2}E} \quad (2.23)$$

Qui peut s'écrire sous la forme :

$$T_1 = V_S \cdot (\sin(60) \cos(\delta) - \cos(60) \sin(\delta)) \cdot \frac{2T}{\sqrt{2}E} \quad (2.24)$$

D'où, le temps de commutation T_1 peut s'exprimer par :

$$T_1 = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_{S\alpha} - \frac{1}{2} V_{S\beta} \right) \frac{2T}{\sqrt{2}E} \quad (2.25)$$

$$\text{D'où : } T_1 = \frac{\sqrt{6} \cdot V_{S\alpha} - \sqrt{2} \cdot V_{S\beta}}{2E} T \quad (2.26)$$

D'autre part, la figure II.6 donne :

$$\cos(30) = \frac{V_{S\beta}}{T_2 V_2} T \quad (2.27)$$

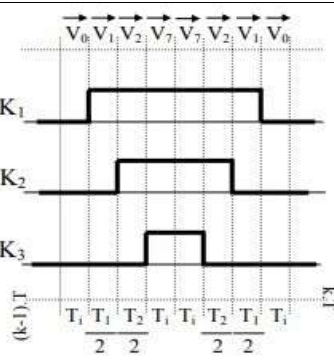
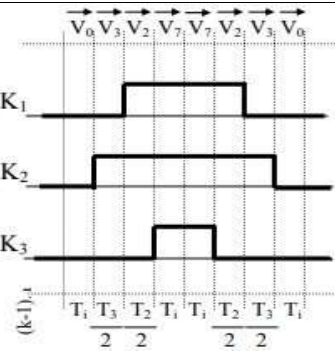
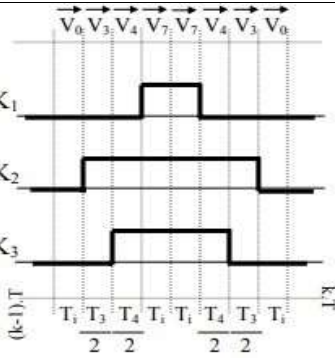
D'où, on peut obtenir :

$$T_2 = V_{S\beta} \cdot \frac{T}{V_2 \cdot \cos(30)} = V_{S\beta} \cdot \frac{T}{\sqrt{\frac{2}{3}} E \cdot \frac{\sqrt{3}}{2}} \quad (2.28)$$

Enfin, le temps de commutation T_2 peut s'exprimer par :

$$T_2 = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{S\beta}}{E} \cdot T \quad (2.29)$$

En effectuant le même calcul pour chaque secteur, la construction du **Tableau II.2** est obtenue :

Secteur 1	Secteur 2	Secteur3
 $T_1 = \frac{\sqrt{6} V_{S\alpha} - \sqrt{2} V_{S\beta}}{2E} T$ $T_2 = \frac{\sqrt{2} V_{S\beta}}{E} T$ $T_i = \frac{T - T_1 - T_2}{4}$	 $T_2 = \frac{\sqrt{6} V_{S\alpha} + \sqrt{2} V_{S\beta}}{E} T$ $T_3 = \frac{-\sqrt{6} V_{S\alpha} + \sqrt{2} V_{S\beta}}{2E} T$ $T_i = \frac{T - T_2 - T_3}{4}$	 $T_3 = \frac{\sqrt{2} V_{S\beta}}{E} T$ $T_4 = \frac{-\sqrt{6} V_{S\alpha} - \sqrt{2} V_{S\beta}}{2E} T$ $T_i = \frac{T - T_3 - T_4}{4}$

$T_4 = \frac{\sqrt{6}V_{S\alpha} - \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$ $T_5 = \frac{-\sqrt{2} V_{S\beta}}{E} T$ $T_i = \frac{T - T_4 - T_5}{4}$	$T_5 = \frac{-\sqrt{6}V_{S\alpha} - \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$ $T_6 = \frac{\sqrt{6}V_{S\alpha} - \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$ $T_i = \frac{T - T_5 - T_6}{4}$	$T_6 = \frac{-\sqrt{2} V_{S\beta}}{E} T$ $T_1 = \frac{\sqrt{6}V_{S\alpha} + \sqrt{2}V_{S\beta}}{2E} T$ $T_i = \frac{T - T_6 - T_1}{4}$
Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6

Tableau II.2 : description des séquences de conduction des interrupteurs

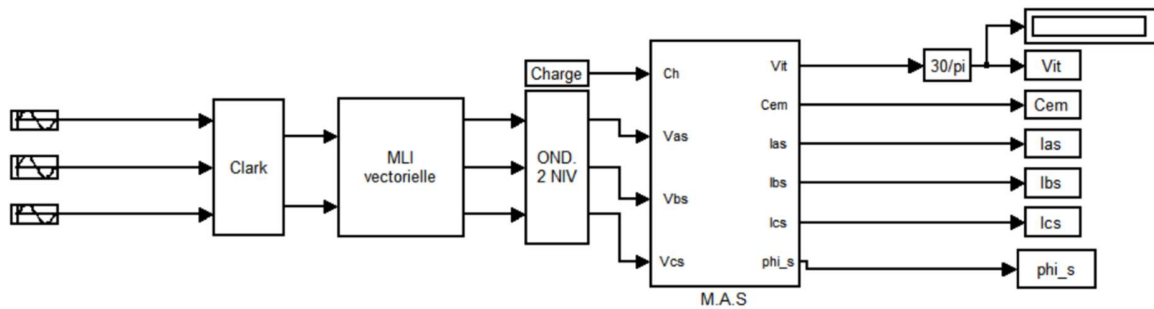


Figure II.7: démarrage du MAS alimenté par un onduleur à deux niveaux de tension (MLI vectorielle)

II.13 Résultat de simulation :

Les figures ci-dessous présentent les principales caractéristiques de la machine asynchrone avec onduleur pour un fonctionnement en charge, en observant le courant de phase, le couple électromagnétique et la vitesse.

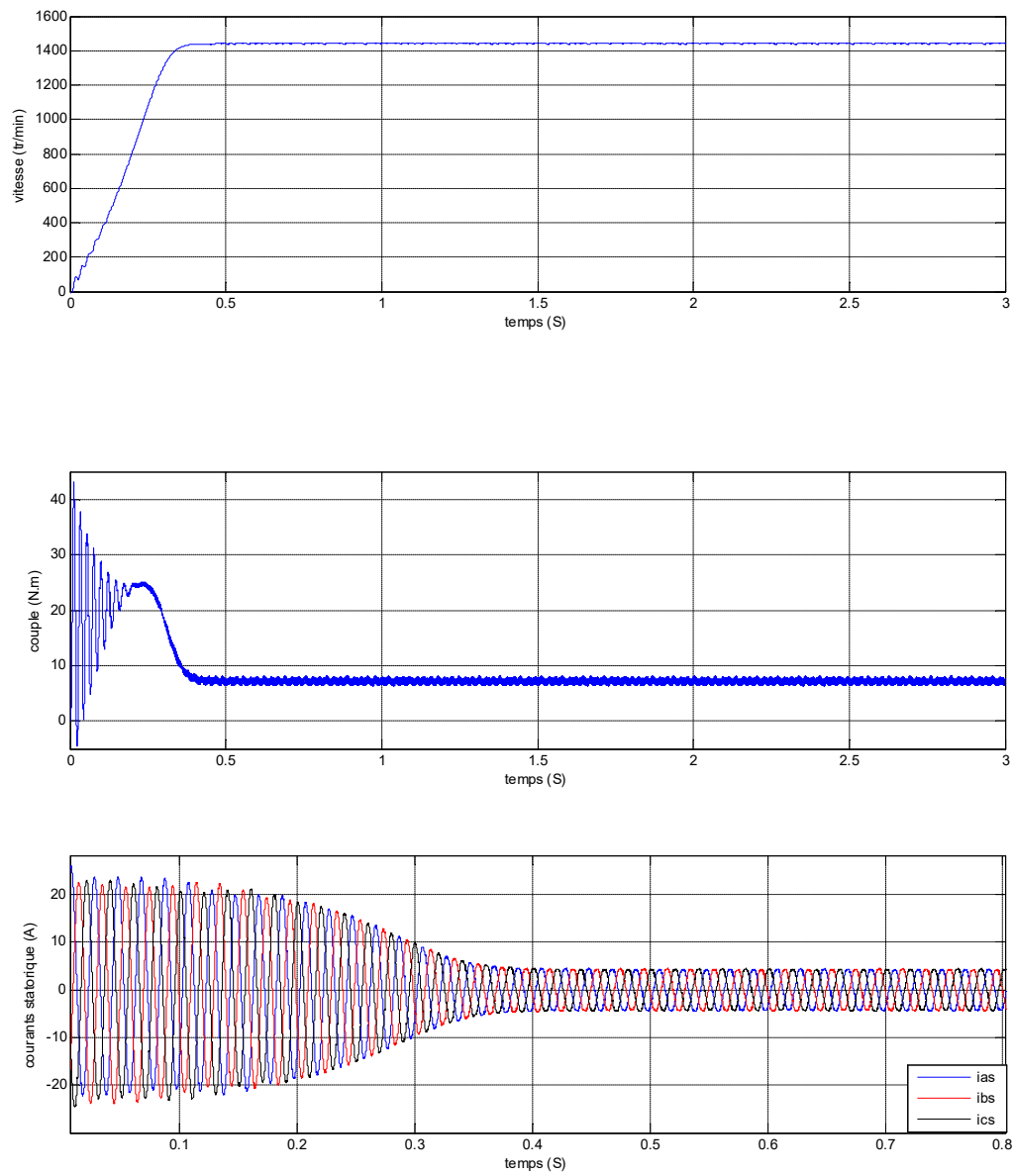


Figure II.7: Démarrage direct du moteur asynchrone avec onduleur

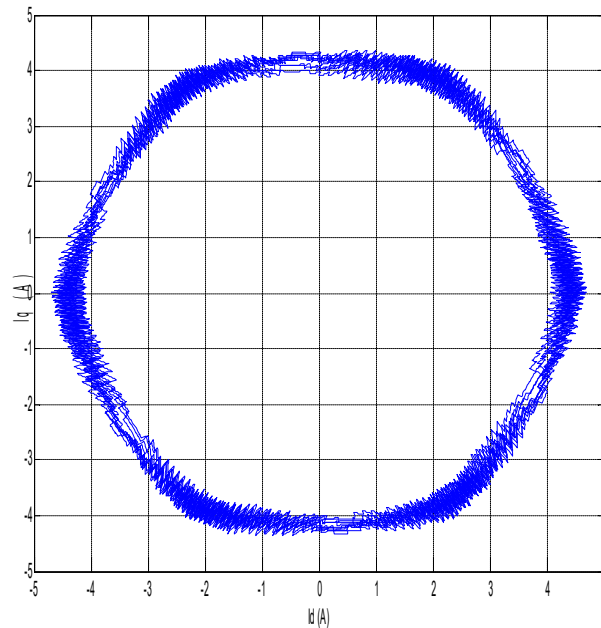


Figure II.8: Courants de PARK lors du démarrage direct du moteur asynchrone avec onduleur

II.14 Interprétation des Résultat :

- **vitesse :**

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Après un temps d'environ 0,34 sec. La vitesse rotorique s'établit à une valeur inférieure à la vitesse de synchronisme aux alentours de 1440 tr/min.

- **Le couple électromagnétique :**

La courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante ; après 0,3s le couple tend vers la valeur du couple résistant imposé égal à 7 N.m, le couple de démarrage atteint la valeur de 49 N.m ce qui permet d'avoir une dynamique rapide.

- **Le courant statorique :**

Le courant statorique présente des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de 29 A jusqu'à 0,1 s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 5A.

Enfin, le tracé des vecteurs de Park montre une allure quasi circulaire avec une certaine ondulation due à la déformation des courants statoriques issus des tensions non sinusoïdales de l'onduleur de tension. Aussi, cette allure prend une forme hexagonale due aux vecteurs de tension de la MLI vectorielle.

II.15 Conclusion :

Ce chapitre explique comment fonctionne un onduleur triphasé avec un moteur asynchrone. Dans le cas de la méthode MLI vectorielle, nous avons donné les relations de base permettant de calculer les différents temps de commutation pendant une période modulation et, cela, pour tous les secteurs parcourus par le vecteur tension.

CHAPITRE III

Application de l'approche des vecteurs de Park

III.1 Introduction :

Au cours de leur durée de vie, les machines électriques tournantes sont bien souvent soumises à des sollicitations sévères qui conduisent à un certain nombre de défaillances. Ces défaillances peuvent évidemment concerner les différents sous- systèmes des entraînements électriques.

Ce troisième chapitre porte sur la synthèse des défauts que sont susceptibles de d'apparaître sur ces systèmes. Nous présentons les différents défauts pouvant survenir sur chacun d'eux. Nous abordons différentes méthodes de diagnostic déjà utilisées dans le cadre des machines tournantes ou qui pourraient avoir un intérêt dans ce cadre, car un bon diagnostic nécessite une bonne compréhension de ces notions. Nous présentons ensuite divers outils et méthodes de diagnostic pouvant être utilisés pour la détection d'un défaut. Enfin, nous utilisons la technique des vecteurs de Park pour la suite de notre travail.

III.2 Présentation des défauts dans les entraînements électriques :

Les défauts pouvant apparaître au niveau des machines asynchrones peuvent être d'origine électrique ou mécanique et sont généralement classés selon les statistiques suivantes. [YAK 23]

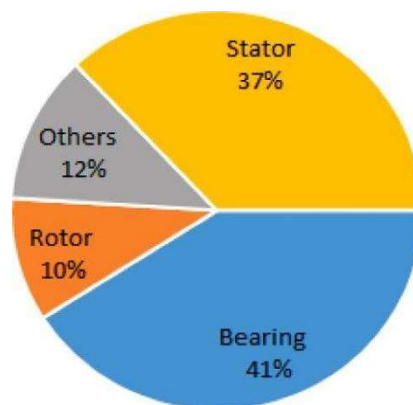


Figure III.1 : Répartition des défauts. [YAK 23]

III.2.1 Classification des Défauts :

Il existe deux types de défauts principaux : internes et externes.

Les causes de ces défauts sont brièvement et respectivement décrites dans les organigrammes des figures III.2 et III.3. Nous pouvons ainsi remarquer que les défauts internes de la machine sont causés par les constituants de la machine (circuits magnétiques

rotorique et statorique, bobinage statoriques, entrefer mécanique, cage rotorique,...) alors que les défauts externes sont provoqués, soit par les tensions d'alimentation et la charge mécanique, soit par l'environnement de l'utilisation de la machine.

D'après les organigrammes Figure III.2 et Figure III.3, les origines des défauts sont diverses : thermique, mécanique, électrique ou encore environnementale. A titre indicatif, les démarrages fréquents provoquent des courants élevés dans les barres rotoriques [BAC 02].

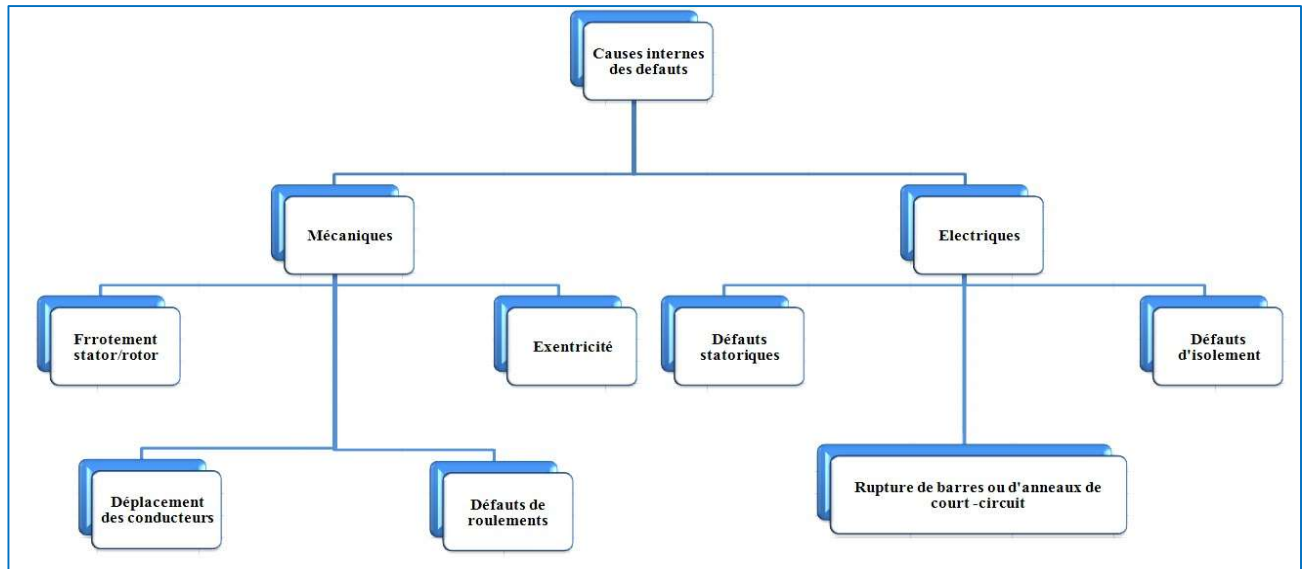


Figure III.2 Causes internes des défauts de la machine asynchrone triphasée à cage.

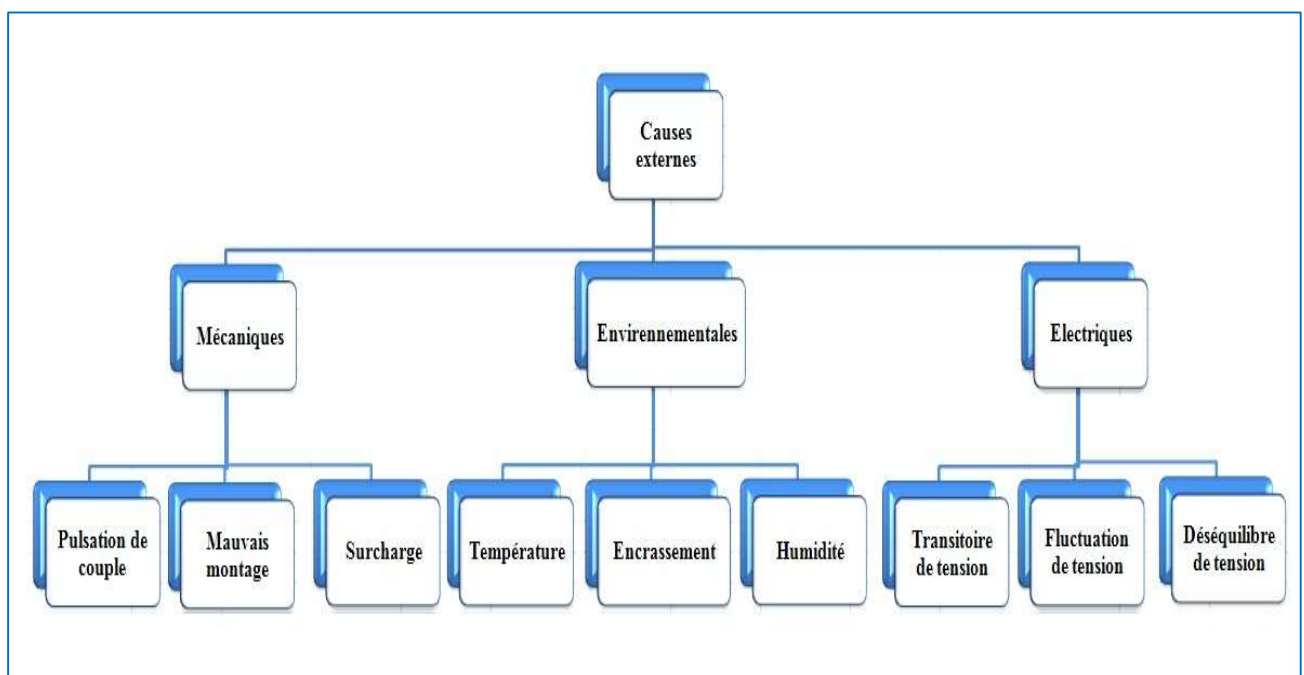


Figure III.3 Causes externes de défauts de la machine asynchrone triphasée à cage.

Celles-ci engendrent par conséquent des échauffements et des contraintes mécaniques conduisant à terme à des fissures puis à des cassures de barres. Par effet d'avalanche, la barre cassée accélère la rupture des barres adjacentes pouvant aboutir jusqu'à la destruction totale du rotor. De même, les efforts électrodynamiques que subissent les conducteurs des phases se traduisent par des vibrations mécaniques ayant pour effet de détériorer l'isolation. Sur le plan électrique, les fronts de tensions générés par les convertisseurs statiques accentuent le phénomène de décharges partielles et réduisent, par conséquent, la durée de vie de l'isolant [BAC 02] [TAR 01].

Quant aux origines environnementales, l'humidité et les produits corrosifs ou abrasifs sont les plus rencontrés au niveau de l'entrefer, les défauts se manifestent par une excentricité statique, une excentricité dynamique ou une excentricité mixte. Le défaut d'excentricité statique est généralement dû à un désalignement de l'axe de rotation du rotor par rapport à l'axe du stator. Le défaut d'excentricité dynamique peut être causé aussi bien par une déformation du cylindre rotorique que par une déformation du cylindre statorique. L'excentricité mixte est une combinaison des deux.

Au niveau de la cage, les défauts se manifestent par la rupture de barres ou d'anneaux de court-circuit. Ces ruptures de barres ou de portions d'anneau peuvent être dues, par exemple, à une surcharge mécanique (démarrages fréquents,), à un échauffement local excessif ou encore à un défaut de fabrication (bulles d'air ou mauvaises soudures).

Au niveau des paliers, nous pouvons citer le défaut de décentrage des flasques conduisant généralement à une excentricité statique alors qu'une détérioration de roulements à billes conduit le plus souvent à une excentricité dynamique.

Il est important de signaler que plusieurs études statistiques ont été menées dans le but de quantifier l'impact de chaque type de défaut sur la fiabilité de la machine et leurs pourcentages ont été cités dans plusieurs publications. Les résultats obtenus restent quand même assez différents d'une étude à l'autre. Cependant, toutes les études convergent pour classer les défauts de paliers comme étant les plus fréquents, suivis par les défauts statoriques et, en dernier, les défauts de cage rotorique [YAK 23] [BON 08].

III.3 Défauts du convertisseur statique

L'onduleur de tension est le convertisseur le plus utilisé pour l'alimentation des machines alternatives. Le fonctionnement de ces convertisseurs repose sur la modification séquentielle

des liaisons entre l'alimentation et la charge. Cette modification dite commutation est réalisée par un circuit à commande qui fournit des ordres temporels de déclenchement des interrupteurs.

En plus des défauts qui peuvent apparaître dans la machine, il n'est pas exclu que le défaut soit dû à une défaillance de l'un des semi-conducteurs. Un mauvais fonctionnement d'un semi-conducteur peut causer la perte de la commande et l'arrêt même du bras de l'onduleur. Ces types de défauts sont graves et ils causent des défauts des autres dispositifs [BEN 06], [YOU 10]. Dans ce qui suit, nous présentons une étude pour un défaut de semi-conducteur en circuit ouvert conduisant à une ouverture de phase de l'onduleur de tension.

III.3.1 Etude du défaut d'ouverture des interrupteurs de puissance

Dans notre cas, on utilise la stratégie de modulation de largeur d'impulsions vectorielle. Concernant la modélisation de l'onduleur, on considère que, les cellules (Transistors Tri et les Diodes Di) sont à commutations instantanées et chaque interrupteur a deux états comme il a été indiqué dans le chapitre précédent.

III.3.1.1 Défaillance de diodes classiques

Pour les diodes classiques, le vieillissement constitue la défaillance la plus importante. Il peut y avoir également un problème sur la puce de silicium ou un problème sur le boîtier qui n'est plus ou pas hermétique [GHE 20].

III.3.1.2 Défaillance du condensateur

Les condensateurs sont plus étudiés parce qu'ils sont dans les applications courantes les composants qui posent le plus de problèmes mais, inversement, sont les plus faciles à analyser. En capacité de filtrage, une augmentation du taux d'ondulation de la tension en sortie du filtre est observée. On observe également un échauffement dans la capacité et la température est également un facteur qui aggrave l'état du condensateur affectant la capacité. Chaque condensateur a une plage de température de fonctionnement définie. Si la température croît et qu'elle dépasse la limite thermique de condensateur, cela accélère son vieillissement et peut provoquer une défaillance, en cas d'élévation trop importante [GHE 20].

III.3.1.3 Défaillance de l'interrupteur statique : IGBT

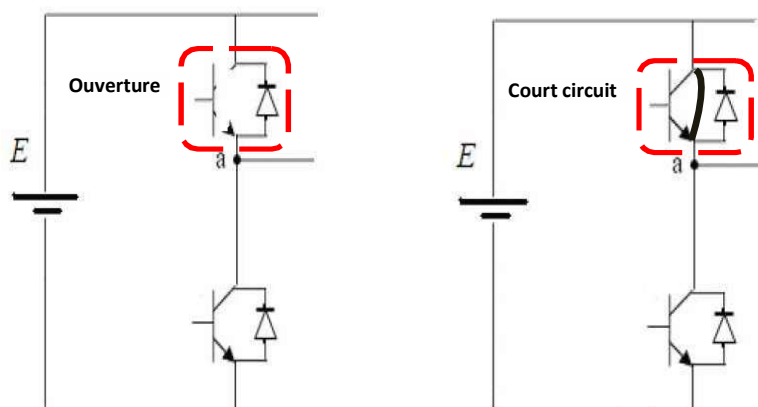
- *Court-circuit*

Le défaut de type court-circuit se produit lorsqu'un des composants d'une cellule de commutation reste constamment fermée. Un tel défaut peut avoir deux causes : soit la mise en court-circuit physique de la puce de silicium (IGBT ou diode) par dépassement de température critique, soit la défaillance de la commande rapprochée.

Dans ce cas, les courants de phases sont fortement altérés. Ce type de défaillance est extrêmement préjudiciable au convertisseur et nécessiterait la mise en œuvre de protection permettant de déconnecter le bras défaillant dès l'apparition de cette défaillance [TAR 09], [SUR 11].

- *Circuit ouvert*

Il se peut, pour diverses raisons, qu'un des composant d'électronique de puissance (diode, thyristor, transistor, ... etc.) d'une cellule de commutation d'un bras reste constamment ouvert (défaut de type circuit ouvert). Ce type de défaut a pour principale cause le vieillissement du composant, ou une défaillance de la commande rapprochée (défaut thermique du driver, ou perte d'alimentation par exemple). Ce type de défaut conduit à la perte de la symétrie de la tension et/ou courant alternatif ainsi que l'augmentation du taux d'ondulation de la tension et/ou courant continu [GIL 97], [TAR 08]. Cela peut être interprété sur le plan mécanique de la machine par l'apparition de vibrations et un échauffement au cours du temps.



(a) : défaut circuit-ouvert d'un transistor (b) : défaut court-circuit d'un transistor.

Figure III.4 : Différents types de défauts d'un bras d'un onduleur de tension [TAR 09]

Les différents types de défauts de l'onduleur ont pour conséquence soit un défaut "circuit ouvert" (Figure III.7.a) soit un défaut de "court-circuit" (Figure III.7.b).

- **Vieillessement**

Comme pour la diode classique, le mode de défaillance de l'IGBT est corrélé avec l'augmentation de l'impédance thermique qui peut être provoquée par :

- Sollicitations successives (cyclage);
- Défaut au niveau de la puce de silicium ;
- Boîtier non hermétique, permettant à l'humidité de pénétrer à l'intérieur (plus ou moins fréquent) provoquant la corrosion du composant.

La Modulation de Largeur d'impulsion Vectorielle (SVPWM) : est une technique universelle qui est l'une des plus adaptées au contrôle des moteurs asynchrones et la plus largement utilisée dans l'industrie [MEL 18]. Bien que les entraînements électriques soient considérés comme robustes par rapport à d'autres types d'entraînements, ces assemblages sont exposés au risque de défaillance. Un retour d'expérience d'une étude industrielle menée sur les entraînements de moyenne puissance confirme que la plupart des défauts d'un système convertisseur-moteur se produisent dans le convertisseur avec sa commande [RIE 15]. Figure III.8 représente un pourcentage de la distribution des défauts dans les convertisseurs statiques. Par les statistiques, 38 % des défauts sont liés aux convertisseurs et 31 % des défauts se produisent au niveau des commutateurs IGBT qui sont des éléments essentiels de la commutation dans les convertisseurs statiques [YAN 11], [SHA 09].

Il est à noter que la détection de défaut de ces éléments de commutation est presque difficile car la tension et le courant varie rapidement par rapport au fonctionnement normal.

Ce type de défaillance entraîne des contraintes sévères qui peuvent conduire aux défauts secondaires de l'onduleur, du moteur ou de la charge, entraînant une dégradation des performances du système et pouvant l'endommager [RIE 15]. Il est donc évident que l'investissement dans le domaine de la détection des défauts semble une solution inévitable.

Plusieurs chercheurs ont mené leur enquête en relation avec le domaine de la détection et de la localisation des défauts dans les convertisseurs statiques et plus particulièrement ceux liés aux onduleurs triphasés [CHE 18-a], [CHE 18-b]. Les défaillances des commutateurs

IGBT dans les convertisseurs statiques peuvent être divisées en deux catégories : les défauts de court-circuit et les défauts de circuit ouvert.

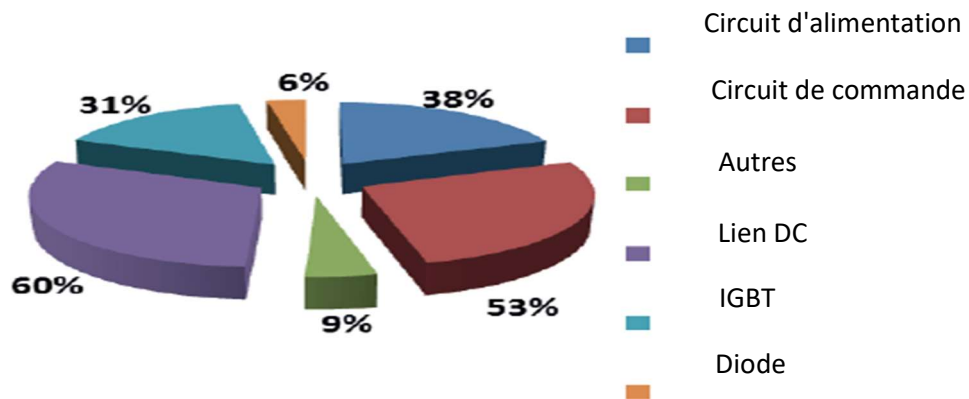


Figure III.5 Pourcentage de défauts de distribution dans une statique de l'onduleur [RIE 15].

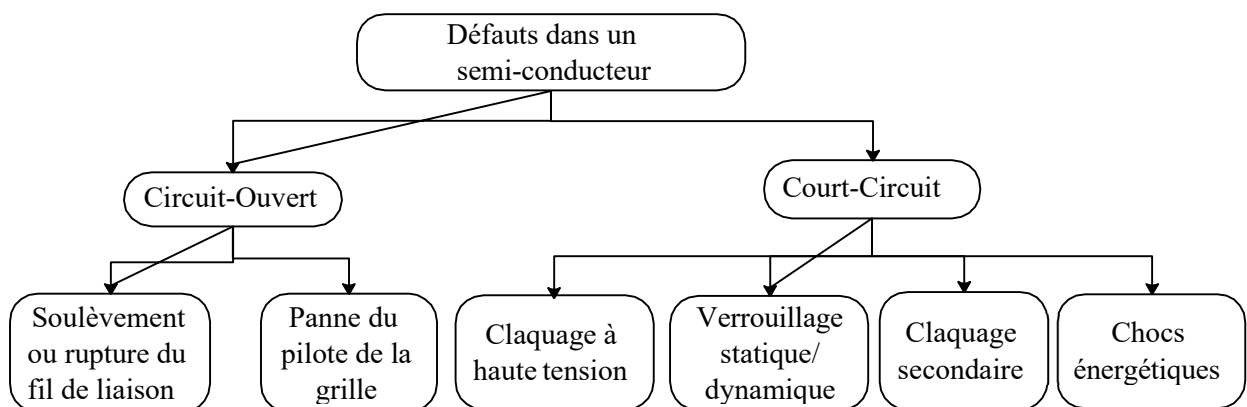


Figure III.6 Aperçu des défaillances des semi-conducteurs

D'après la figure III.9, nous remarquons que les défauts des semi-conducteurs peuvent être classés en deux catégories : les défauts en circuit ouvert et les défauts en court-circuit. Le défaut de circuit ouvert est considéré comme non fatal pour les convertisseurs, car celui-ci peut fonctionner avec une sortie à qualité réduite. Par contre, le défaut en court-circuit est fatal pour les convertisseurs, car le courant de court-circuit non contrôlé peut détruire l'interrupteur défectueux et/ou d'autres composants du circuit telle que les batteries.

III.4 Diagnostic des défauts

Le diagnostic est un ensemble des actions destinées à identifier les causes probables de la défaillance. Les deux principales tâches de diagnostic sont : la détection et la localisation des défauts. La détection consiste à signaler l'existence du défaut, tandis que la localisation ait

pour objet d'identifier le type de défaut. Donc, le diagnostic a pour objectif de détecter d'une manière précoce un défaut avant qu'il conduise à une défaillance totale dans l'installation industrielle.

III.4.1 Objectifs de diagnostic

L'étude des défauts des machines asynchrones a un double objectif :

- Comprendre leur comportement de manière à prévoir leur gravité et leur développement.
- Analyser leur impact sur le comportement de la machine et en déduire les signatures permettant, à posteriori, de remonter jusqu'à la cause de la défaillance [ABD 18].

III.4.2 Éléments de diagnostic

La sélection de la méthode de diagnostic la plus appropriée à un système industriel donné ne peut se faire qu'après un recensement des besoins et des connaissances disponibles. L'inventaire des éléments à étudier est le suivant :

- Nature des causes de défaillances à localiser,
- Connaissance des symptômes associés aux défaillances induites par les causes,
- Maîtrise des moyens de mesure des symptômes,
- Maîtrise des moyens de traitement des symptômes,
- Connaissance des mécanismes physiques entre les causes et les effets,
- Inventaire du retour d'expérience,
- Recensement des expertises disponibles,
- Définition du niveau de confiance dans le diagnostic,
- Identification des utilisateurs finaux du diagnostic.

III.4.3 Étapes du diagnostic

La procédure de diagnostic de défaillances et de dégradations susceptibles d'affecter les différentes entités d'un processus industriel s'articule autour des étapes suivantes :

- L'extraction des informations à partir de moyens de mesures appropriées ou l'observation réalisée lors des rondes par les personnels de surveillance,
- L'élaboration des caractéristiques et des signatures associées à des symptômes,
- La détection d'un dysfonctionnement,
- La mise en œuvre d'une méthode de diagnostic de la défaillance ou de la dégradation à partir de l'utilisation des connaissances sur les relations de cause, La prise de processus décision (arrêt de l'installation ou reconfiguration).

III.5 Présentation des méthodes de diagnostic

III.5.1 Méthodes internes de diagnostic (Approche modèle)

Dans les méthodes internes, la détection repose sur une connaissance à priori du système. Ces méthodes sont basées sur le modèle de la machine. Plusieurs techniques sont à considérer pour ce type de diagnostic et sont présentées comme suit :

III.5.1.1 Technique des résidus

Les résidus sont des signaux produits par un modèle proche du système surveillé. Un modèle se compose généralement d'un ensemble de relations de contraintes dynamiques reliant deux types de variables :

Variables inconnues (variables internes, perturbations, entrées inconnues...) et variables connues (consignes, grandeurs mesurées). Théoriquement, le résiduel est nul en fonctionnement normal et non nul en cas de panne. [AIT 22]

III.5.1.2 Estimation paramétrique

Cette technique de diagnostic utilise les paramètres structurels du modèle de connaissance et extrait les paramètres système des lois de connaissance pour détecter et localiser les défaillances. Le point essentiel dans l'efficacité de cette technique est le choix du modèle de

connaissance. En effet, le type de défaut que vous souhaitez détecter dépend du modèle que vous utilisez. [BAC 01], [DID 04].

L'apparition d'un défaut au sein du système entraîne une modification de ses caractéristiques physiques d'où résulte une évolution significative des paramètres par rapport à leurs valeurs nominales. Autrement dit, tout écart notable des paramètres par rapport aux valeurs nominales est révélateur d'un défaut.

III.5.2 Méthodes externes de diagnostic (Approche signal)

Ces méthodes sont basées sur l'analyse des mesures fournies par le système surveillé pendant le fonctionnement. Ces méthodes dites « sans modèles » se basent sur l'analyse des signaux d'acquisitions. Plusieurs signaux permettent le suivi de l'état du système et l'analyse de ces signatures permet de détecter le défaut

III.5.2.1 Méthodes basées sur le traitement de signal

A ce jour, c'est l'analyse fréquentielle des grandeurs mesurables qui est la plus utilisée pour le diagnostic de défaut, car la plupart des défauts connus peuvent être détectés avec ce type d'approche.

Pour effectuer le diagnostic d'une installation industrielle, les opérateurs de maintenance analysent un certain nombre de signaux issus de la machine.

En effet, l'évolution temporelle et le contenu spectral de ces signaux, peuvent être exploités pour détecter et localiser les anomalies qui affectent le bon fonctionnement de la machine. Elles font toute partie de la famille des méthodes d'estimation spectrale non-paramétriques.

Les méthodes courantes d'analyse des signaux de diagnostic en régime transitoire et en régime permanent sont le spectrogramme, l'analyse temporelle et la distribution de Wigner-Ville, l'analyse spectrale par Analyse de Fourier et les ondelettes [CHA 23].

- **Diagnostic par l'analyse des vibrations mécaniques**

Le diagnostic des défauts par utilisation des vibrations mécaniques est la méthode la plus utilisée dans la pratique. Les forces radiales, créées par le champ d'entrefer, provoquent des vibrations dans la machine. Ces forces sont proportionnelles au carré de l'induction magnétique, la distribution de l'induction magnétique dans l'entrefer, est le produit de la

F.m.m et de la perméance.

Les vibrations de la machine peuvent être captées par des accéléromètres placés sur les paliers selon les directions axiale, verticale et radiale. Les spectres des signaux de vibrations, issus du moteur avec défaut, sont comparés avec ceux de références enregistrées lorsque le moteur était en bon état.

Cette méthode permet la détection aussi bien des défauts électriques que mécaniques, puisque la force magnétomotrice contient les effets des asymétries du stator ou du rotor et la perméance dépend de la variation de l'entrefer (à cause des ouvertures des encoches statoriques et rotoriques, l'excentricité).

Cependant, le coût des capteurs de vibration qui est relativement élevé, ainsi que les difficultés rencontrées dans la connexion de ces capteurs (problème d'accessibilité) représentent les limites et les inconvénients de cette méthode.

- **Diagnostic par l'analyse du flux magnétique axial de fuite**

La présence d'un défaut quelconque, provoque un déséquilibre électrique et magnétique au niveau du stator et du rotor, ce qui affecte la répartition du champ magnétique dans et hors la machine. Plusieurs auteurs se sont penchés à l'exploitation du flux axial. En fait, si on place une bobine autour de l'arbre de la machine, elle sera le siège d'une force électromotrice induite. Le contenu spectral de cette tension induite, peut être exploité pour détecter les différents défauts statoriques ou rotoriques.

- **Diagnostic par l'analyse du couple électromagnétique :**

Le couple électromagnétique développé dans les machines électriques, provient de l'interaction entre le champ statoriques et rotoriques. Par conséquent, tout défaut, soit au niveau du stator ou au rotor, affecte directement le couple électromagnétique. L'analyse spectrale de ce signal, donne des informations pertinentes sur l'état du moteur. Cependant, la nécessité d'un équipement assez coûteux pour l'acquisition de cette grandeur représente l'inconvénient major de cette méthode.

- **Diagnostic par mesure du courant statorique :**

L'analyse du courant statorique du moteur et l'une des techniques qui permet de détecter la présence des anomalies mécaniques et électriques, non seulement dans le moteur, mais également dans la charge. Des améliorations considérables sont apportées à cette technique qui est dénommée dans la littérature l'analyse des signatures du courant du moteur (MCSA

pour Motor Current Signature Analysis). Des composantes fréquentielles ont été déterminées pour chaque type de défaut. Il est important de noter, que l'amplitude de la composante fréquentielle augmente avec la sévérité du défaut [CHA 23].

- **Approche des vecteurs de Park :**

L'approche vectorielle du Park ou transformation dq est une transformation mathématique qui simplifie le circuit triphasé. Cette méthode est utilisée pour transformer le courant triphasé de l'onduleur de source de tension (i_a, i_b, i_c) en courant biphasé (i_d, i_q). Les composantes vectorielles du Park sont données par [FUC 03],

$$i_d = \sqrt{\frac{2}{3}} i_a - \frac{1}{\sqrt{6}} i_b - \frac{1}{\sqrt{6}} i_c \quad (3.1)$$

$$i_q = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_b - i_c) \quad (3.2)$$

En utilisant la transformation dq , les modèles actuels peuvent être obtenus ce qui indique une situation défectueuse du courant de l'onduleur. Ça donne six modèles différents. Un fonctionnement normal est représenté par un cercle. Si un défaut d'interrupteur ouvert s'est produit, il y a un changement dans la valeur du courant de phase à l'emplacement du défaut. Par conséquent, un changement dans la forme du cercle représente l'apparition d'une condition de défaut ouvert. Quand le défaut se produit, le cercle devient demi-cercle.

- **Module des vecteurs de PARK**

La méthode proposée utilise la transformation dq qui transforme le courant triphasé en deux phases. Cette méthode ne nécessite que trois courants de phase en entrée et ne nécessite aucun capteur supplémentaire [ROT 04].

Par conséquent, la complexité du système diminue. La normalisation du courant mesuré est utilisée pour surmonter le problème de la dépendance aux conditions de fonctionnement et des faux diagnostics. Pour la normalisation, la transformation dq ou l'approche vectorielle de Park est utilisée pour calculer le module vectoriel de Park, donné comme :

$$|is| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (3.3)$$

- **Méthode de diagnostic du défaut d'ouverture de l'interrupteur**

Les méthodes utilisées pour la détection et la localisation des défauts dans l'onduleur à MLI, sont basées sur l'analyse du vecteur des courants statorique.

Deux méthodes sont considérées pour la détection de ce type de défaut à savoir :

- L'analyse de la trajectoire du vecteur courant (contour de Park ou Lissajou).
- Analyse du module des courants de Park

III.6 Fonctionnement du moteur triphasé avec perte d'une phase

Lors de la perte d'une phase alimentant un moteur asynchrone triphasé, le courant prélevé sur les deux lignes restantes (phases sans défaut) doublera presque (1,7 à 2,4 fois) et le moteur commencera à surchauffer. Les relais thermiques protégeant le moteur finiront par déclencher le disjoncteur, déconnectant ainsi le moteur.

Lorsqu'une phase est déconnectée, le couple restant produit ne sera pas uniforme comme dans un système triphasé. Ceci est dû à l'alimentation biphasée qui produit toujours une pulsation (au lieu d'être uniforme comme en triphasé). De cette façon, le moteur fonctionnera toujours dans le même sens mais le courant circulant dans les deux autres phases augmentera et chauffera les bobines d'enroulement, ce qui entraîne des vibrations bruyantes et peut brûler le moteur en l'absence de protection thermique. S'il fonctionne sous la charge nominale, le moteur peut toujours fonctionner à vitesse réduite, par conséquent, il ne supportera pas la charge souhaitée [SHA 20].

Si le moteur est en position ARRÊT et qu'une phase tombe en panne, le moteur ne démarre pas dans la plupart des cas. En effet, parfois le moteur démarre même avec deux phases. Pour éviter de graves dommages au moteur, il est préférable de déconnecter la machine des lignes d'alimentation défectueuses pour s'assurer de la tension d'alimentation triphasée appropriée.

III.7 Résultats de simulation :

Afin d'analyser les courants de Park lors du fonctionnement de la machine asynchrone triphasée dans un démarrage en boucle ouverte avec et sans onduleur et ce avec une absence d'une phase. Cette simulation est réalisée sous Matlab / Simulink en utilisant la modélisation présentée dans les deux chapitres précédents.

a) Moteur sans onduleur :

Les figures ci-dessous présentent les principales caractéristiques de la machine asynchrone sans onduleur et avec défaut d'élimination de phase pour un fonctionnement en charge de 7 N.m, en observant le courant de phase, le couple électromagnétique et la vitesse et les courants de PARK.

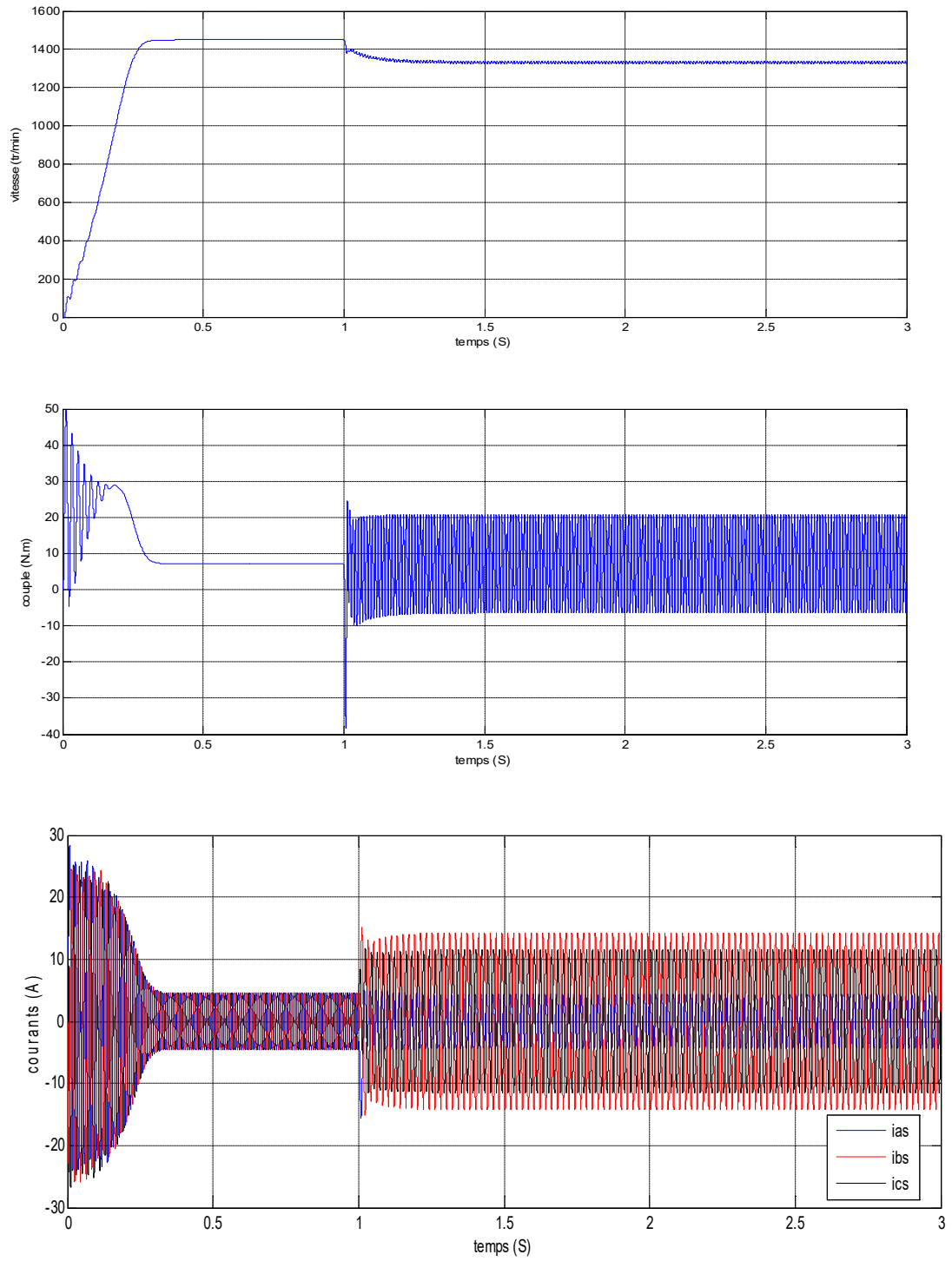


Figure III.7: Démarrage direct du moteur asynchrone sans onduleur et avec défaut

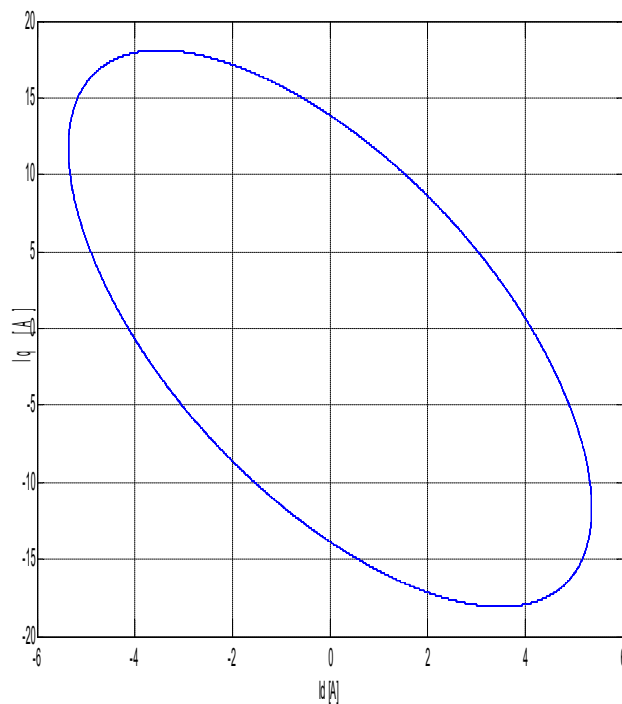


Figure III.8: Courants de Park dans démarrage direct du moteur asynchrone sans onduleur et avec défaut ($V_{as}=0$)

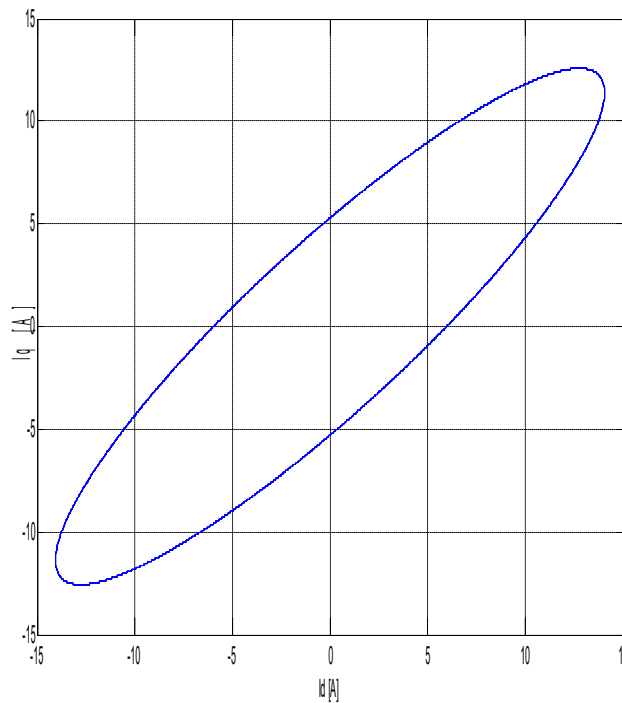


Figure III.9: Courants de Park dans démarrage direct du moteur asynchrone sans onduleur et avec défaut ($V_{bs}=0$)

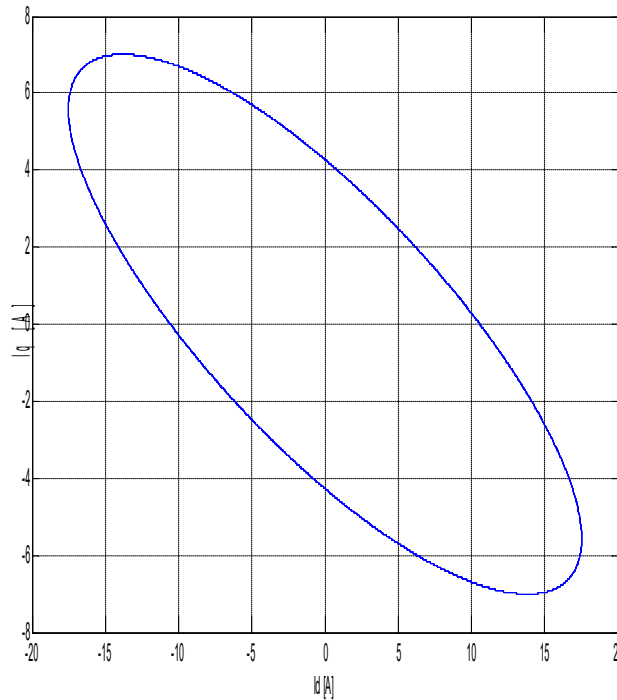
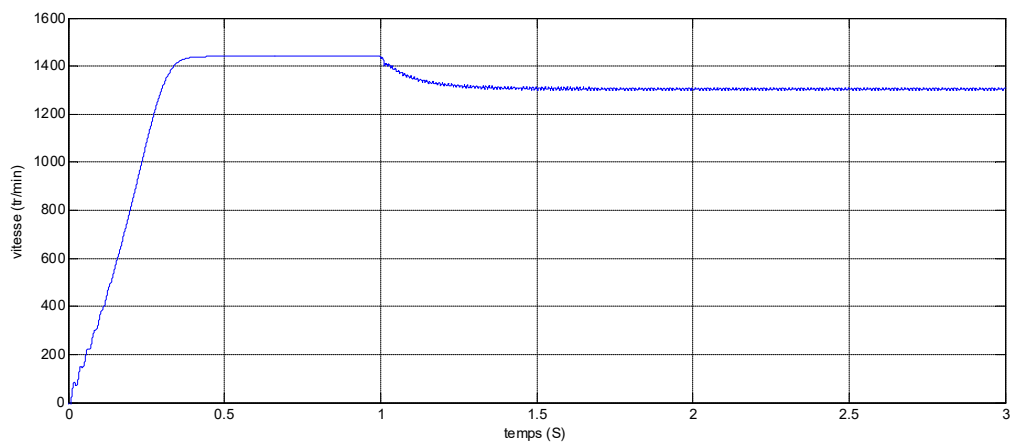


Figure III.10: Courants de Park dans démarrage direct du moteur asynchrone sans onduleur et avec défaut ($V_{cs}=0$)

b) : Moteur alimenté par un onduleur MLI :

Les figures ci-dessous présentent les principales caractéristiques de la machine asynchrone avec onduleur et avec défaut d'absence d'une phase pour un fonctionnement en charge de 7 N.m, en observant le courant de phase, le couple électromagnétique, la vitesse et les courants de Park.



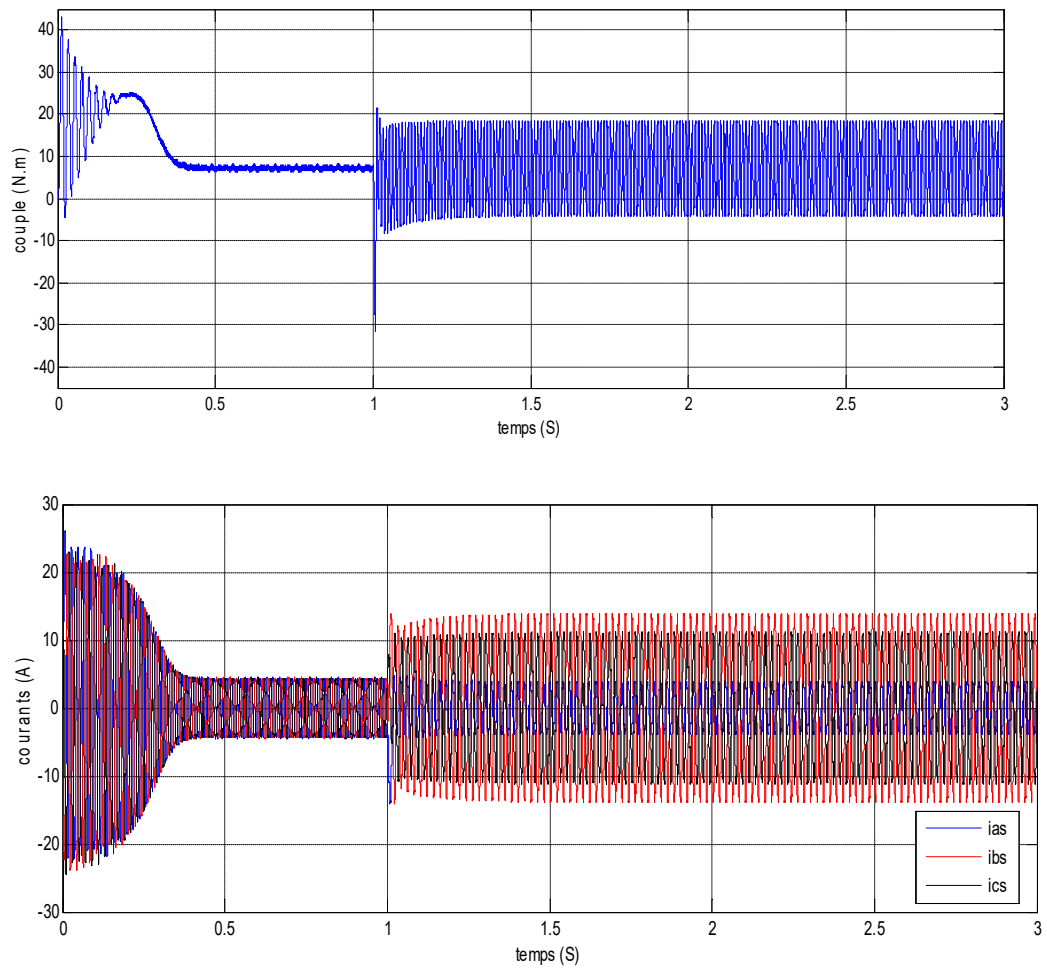


Figure III.11: Démarrage direct du moteur asynchrone avec onduleur et avec défaut

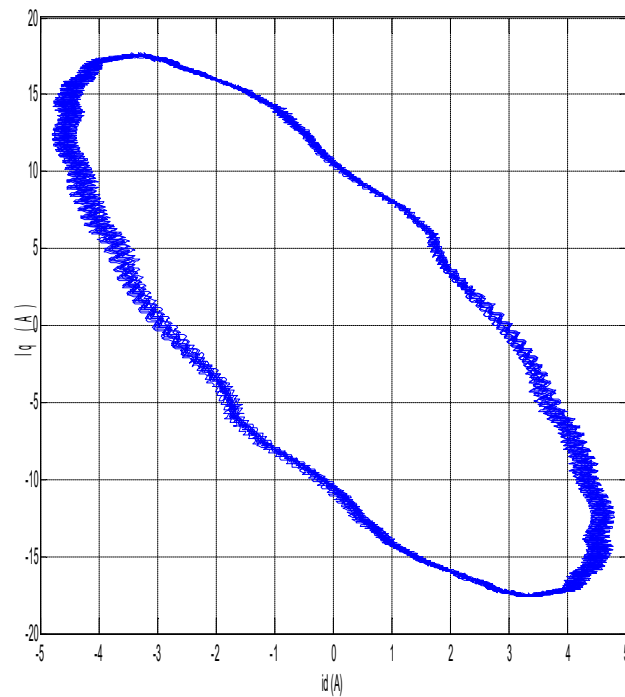


Figure III.12: Courants de Park dans un démarrage direct du moteur asynchrone avec onduleur et avec défaut ($V_{as}=0$)

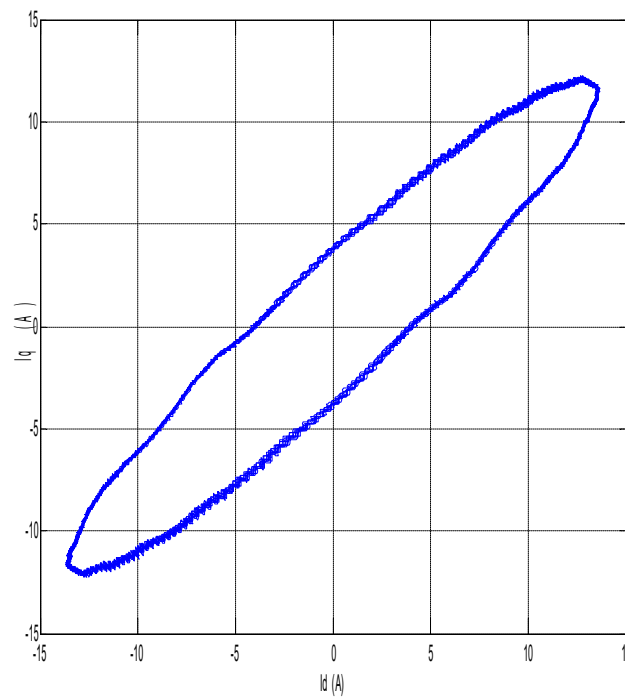


Figure III.13: Courants de Park dans démarrage direct du moteur asynchrone avec onduleur et avec défaut ($V_{bs}=0$)

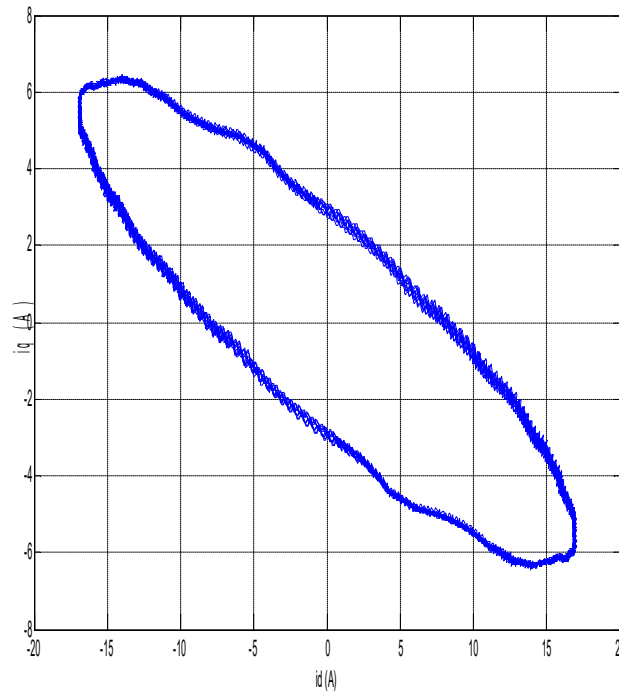


Figure III.14: Courants de Park dans démarrage direct du moteur asynchrone avec onduleur et avec défaut ($V_{cs}=0$)

III.8 Interprétation des résultats :

Cas a) : sans onduleur

- **La vitesse :**

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Après un temps d'environ 0,239 s, la vitesse rototique s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme aux alentours de 1440 tr/min. A l'instant $t = 1$ s, l'application d'une ouverture de phase ($V_{as}=0$) se poursuit d'une décroissance de 110 tr/min de la vitesse rotorique.

- **Le couple électromagnétique :**

La courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante ; après 0,2s le couple tend vers la valeur du couple résistant imposé égal à 7 N.m, le couple de démarrage atteint la valeur de 50 N.m ce qui permet d'avoir une dynamique rapide.

A l'instant $t = 1$ s, une ouverture de phase de l'alimentation ($V_{as}=0$) est appliquée à la machine asynchrone avec un couple résistant ($C_r=7$ N.m). Nous constatons l'apparition de pulsations

dans le couple électromagnétique.

- **Le courant statorique :**

Les courants présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de 28 A jusqu'à 0,22 s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 4,7A.

A l'instant $t = 1$ s et suite à l'ouverture d'une phase ($V_{as}=0$) de la machine asynchrone, nous remarquons une augmentation des courants i_{bs} et i_{cs} des autres phases.

- **Tracé des vecteurs de Park :**

Suite à l'ouverture d'une phase, nous remarquons le changement du tracé des vecteurs de Park traduisant ainsi le déséquilibre opéré dans les amplitudes des courants de phase.

Cas b) : avec onduleur :

- **La vitesse :**

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Après un temps d'environ 0,239 s, la vitesse rototique s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme au-dessous de 1440 tr/min. A l'instant $t = 1$ s, l'application d'élimination de phase ($V_{as}=0$) se poursuit d'une décroissance de 110 tr/min et d'une ondulation de la vitesse rotorique.

- **Le couple électromagnétique :**

La courbe du couple électromagnétique présente au premier instant de démarrage une pulsation très importante ; après 0,2s le couple tend sa valeur nominale, le couple de démarrage atteint la valeur de 45 N.m ce qui permet d'avoir une dynamique rapide.

A l'instant $t = 1$ s et suite à l'ouverture d'une phase de l'onduleur ($V_{as}=0$), nous constatons que le couple électromagnétique connaît une forte ondulation.

- **Le courant statorique :**

Les courants présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de 28 A jusqu'à 0,22 s, après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 4,7A.

A l'instant $t = 1$ s, on remarque augmentation des courants i_{bs} et i_{cs} suite à l'ouverture de la phase a ($V_{as}=0$).

- **Tracé des vecteurs de Park :**

Suite à l'ouverture d'une phase, nous remarquons l'influence de l'ouverture d'une phase sur le tracé des vecteurs de Park traduisant ainsi le changement opéré dans les amplitudes des courants de phase.

Enfin, la différence entre les tracés des vecteurs de Park entre les trois cas d'ouverture de phase est justifiée par le fait que la phase A n'affecte que le courant i_d alors que les phases B et C interviennent dans le calcul des deux vecteurs de Park.

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons passé en revue les principaux défauts affectant l'association Onduleur MLI – Machine asynchrone ainsi que diverses techniques de diagnostic pour la utilisées pour diagnostiquer ces défauts.

Dans ce contexte, nous avons simulé le défaut d'ouverture de phase de l'onduleur de tension traduit par un fonctionnement de la machine asynchrone triphasée avec une absence d'une phase en utilisant l'approche des vecteurs de Park afin d'identifier ce type de défaut. Ces constations observées lors du démarrage du moteur asynchrone en boucle ouverte serviront à étudier le fonctionnement en boucle fermée dans un mode dégradé (en présence de défaut).

Conclusion générale

A travers le présent mémoire, nous avons utilisé une technique basée sur les vecteurs de Park permettant le diagnostic de défaut de l'onduleur MLI alimentant un moteur asynchrone.

Les principaux volets de ce travail sont résumés comme suit :

On a présenté dans le premier chapitre la machine asynchrone et sa modélisation, en observant la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses, le modèle de la machine asynchrone est conçu dans le repère de Park qui permet de réduire le nombre des équations de six à quatre équations globales après des hypothèses simplificatrices puis on a validé notre modèle par une simulation.

Dans le deuxième chapitre, on a fait une présentation et une modélisation du convertisseur statique (onduleur de tension). Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en utilisant la technique MLI vectorielle. Le chapitre est clôturé par des résultats de simulation du démarrage du moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI vectorielle.

Ensuite, l'approche des vecteurs de PARK est utilisée pour identifier les défauts dans l'association onduleur MLI - moteur asynchrone en simulant des essais qui représentent le courant statorique en présence de défaut de manque de phase. Dans cette situation, le courant statorique est analysé dans le repère de PARK où le tracé dans le repère dq appelé aussi Lissajous est observé afin de montrer le changement de la forme du Lissajous suivant la phase en défaut.

Enfin, ce travail constitue une première étape dans l'étude du fonctionnement de l'entraînement électrique en boucle fermée en mode dégradé afin d'observer, dans les travaux futurs, le comportement de la machine asynchrone à vitesse variable avec une commande tolérante aux défauts.

REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES

- [ABD 18] B. ABDELAZIZ, Diagnostic des machines asynchrones. 2018.
- [ABD 21] Abdelghani Aib, Djalal Eddine Khodja, Salim Chakroune, “On-Line FPGA Hardware in the Loop Validation of BasedFuzzy-STPWM Induction Motor Control”, Advances in Modelling and Analysis. B 64 (1-4), 17-26, 2021.
- [AIT 22] Ait Abdelmalek F.Z, Mekki R. « Amélioration de la résolution fréquentielle pour le diagnostic des défauts rotoriques du moteur asynchrone à cage » Mémoire de Master, Université de Saida 2022.
- [ALI 18] ALIA SALIM « Commande Vectorielle d’une Machine à Induction » mémoire de master université El-Oued 2018.
- [BAC 01] BACHIR, S, TNANI, S. TRIGEASSOU, J.C., CHAMPENOIS, G., « Diagnosis by parameter estimation of stator and rotor faults occurring in induction machines » EPE01, Graz, Autriche, August 2001
- [BAC 02] BACHIR, S., « contribution au diagnostic de la machine asynchrone par estimation paramétrique ». Thèse de Doctorat. Université de Poitiers. 2002 France
- [BEK 17] BEKHITI. M, & MAHI. I. « Commande Floue Directe du Couple d'un Moteur asynchrone sans capteur mécanique en utilisant la technique MRAS » (Mémoire de master, Université de Saida, 2017).
- [BEN 01] BENYAHIA.M, « commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone » thèse de magister, Université de Batna 2001.
- [BEN 06] Benslimane T. and Chetate B., “A New Diagnosis Method of Faulty Transistor in a Three-phase inverter”, Journal of electrical & Electronic Engineering, Vol. 6, N. 2, pp 117-128, 2006.

[BON 08] A. H. Bonnett and C. Yung, Increased Efficiency Versus Increased Reliability, Industry Applications Magazine, IEEE, vol. 14, pp. 29-36, 2008

[BEN 10] BEN ZEMMAMOUCHE, H. « Application de la MLI vectorielle aux onduleurs multi niveaux à base de GTO et d'IGBT ». (Thèse de Magister, université Badji Mokhtar, Annaba 2010).

[BER 06] BERREZZEK FARID, « Etude des Différentes Techniques de Commande des Onduleurs à MLI Associés à une Machine Asynchrone », Département d'Electrotechnique, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR ANNABA, 2006.

[BOU 06] BOUKAROURA Abdelkader, « Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche Bond Graph », Mémoire de Master en Electrotechnique, 2006, Université Ferhat Abbas de Sétif.

[BOU 09] BOUKAROURA Abdelkader, « Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche BondGraph », Mémoire de Master en Electrotechnique, département d'électrotechnique, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2009.

[BOU 13] BOUHAFNA, S. « Commande par DTC d'un moteur asynchrone apport des réseaux de neurones » (thèse de magister, université de batna 2, 2013).

[BOU 21] BOUZIANE, A. « Étude et simulation d'un moteur asynchrone triphasé ». (Mémoire de master, Université Badji Mokhtar Annaba, 2021).

[BRU 06] P. BRUNET, « Introduction à la Commande Vectorielle des Machines Asynchrones », Note de cours, LTEG Henri BRISSON, Vierzon (2006).

[CAP 11] CAPITANEANU LAURENTIU Stefan, « Optimisation de la fonction MLI d'un onduleur de tension deux-niveaux », Thèse de doctorat, 2011, LEEI (Toulouse, France).

[CAR 93] A. J. Marques Cardoso, and E. S. Saraiva, "Computer-Aided Detection of Airgap Eccentricity in Operating Three-phase Induction Motors by Park's Vector

Approach” IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 29, NO. 5, SEPTEMBRE-OCTOBER 1993

[CHA 83] J. CHATELIN, Machine électrique Tome 1, « Editions DUNOD, Paris (1983) ».

[CHA 23] Chabane F, Kedidir N. « Diagnostic des défauts du moteur asynchrone en régime non-stationnaire par l'analyse Temps-Fréquence » Mémoire de Master, Université de Saida 2023.

[CHE 18-a] Cherif, B. D. E., Bendiabdellah, A., Bendjebbar, M., Telli, A. "A comparative study between methods of detection and localization of open-circuit faults in a three phase voltage inverter fed induction motor", International Journal of Modelling, Identification and Control, 29(4), pp. 327–340, 2018.

[CHE 18-b] Cherif, B. D. E., Bendiabdellah, A., Bendjebbar, M., Laribi, S. "A Comparative Study on Some Fault Diagnosis Techniques in Three-Phase Inverter Fed Induction Motors", In: Fault Detection and Diagnosis, IntechOpen, London, United Kingdom 2018, pp. 77–98.

[CHE 20] CHEHB, A., & BETTA, R. Réalisation d’un onduleur à deux niveaux triphasé commandé par MLI vectorielle (Mémoire de master, Université Ibn Khaldoun Tiaret 2020).

[DAM 12] Z. Damech, B. Mokhtari, « Modélisation et simulation d’une génératrice asynchrone en saturation », Mémoire fin d’étude, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2012.

[DID 04] G. Didier « Modélisation et diagnostic de la machine asynchrone en présence de défaillances ». Thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy I, 2004.

[EDO 18] Edomwandekhoe, K. I. (2018). "Modeling and fault diagnosis of broken rotor bar faults in induction motors" (Doctoral dissertation, Memorial University of New foundland). Canada

[ELG17] HAMZA, A. & ELGHARBI. K. « Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine asynchrone (MAS) » (Mémoire de master, Université Mohamed Boudiaf- M'sila. 2017).

[FER 13] FERNANDEZ Sophie, « Comparaison des performances électriques d'un onduleur triphasé deux-niveaux à commandes directes et indirectes connecté au réseau », Thèse de doctorat, 2013, Université de LILLE.

[FUC 03] F. W. Fuchs, "Some diagnosis methods for voltage source inverters in variable speed drives with induction machines—A survey", *in Proc. IEEE Ind. Electron. Conf.*, 2003, pp. 1378–1385.

[GHE 20] GHEFSI YASSINE « Détection des défauts dans l'association convertisseur machine à induction. » Mémoire master. Université MOHAMED BOUDIAF- M'SILA 2020.

[GIL 97] Gilles Rostaing, "Diagnostic de défaut dans les entraînements électriques", Thèse de Doctorat, Institut national polytechnique de Grenoble, 1997.

[HIK 10] HIKA. B & KHAKHA. I. « La commande DTC par logique floue d'un moteur à induction alimenté par un onduleur multi niveaux ». (Mémoire de master, Université de Ouagla. 2010).

[KER 16] KERFALI Samir, "Contribution à la Surveillance et au Diagnostic des Défauts De la Machine Asynchrone", Thèse de Doctorat, Université Badji Mokhtar Annaba, 2016.

[KHE 23] Kherraz N.M, Roumane L. « Contrôle intelligent de la machine asynchrone à cage par l'utilisation de la commande directe du couple » Mémoire de Master, Université de Saida 2023.

[LAM 08] L. Lamia, « Contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique », Mémoire Magistère en Electrotechnique, Université de Batna, 2008.

[MEL 18] Melkebeek, J. A. "Basics of Controlled Electrical Drives, Electrical Machines and Drives", Power Systems, Springer, Cham, Switzerland, 2018.

[MED 12] MEDOUED AMMAR, « Surveillance et diagnostic des défauts des machines électriques : applications aux moteurs asynchrones », thèse de doctorat, université de Skikda, Algérie 2012

[OKB 19] OKBAOUI. S. & CHAIN. M. « Réalisation et commande d'un onduleur triphasé à deux niveaux », (Mémoire de Master, Université amer telidji –laghouat, 2019).

[RAD 07] RADOUANE BOUSSEKSOU. « Modélisation analytique des machines Asynchrone application au diagnostic ». Mémoire de magister En Electrotechnique. Université Mentouri Constantine 2007.

[RIE 15] Riera-Guasp, M., Antonino-Daviu, J. A., Capolino, G. A. "Advances in electrical machine, power electronic and drive condition monitoring and fault detection: State of the art", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 62(3), pp. 1746–1759, 2015.

[ROT 04] K. Rothenhagen and F. W. Fuchs, —Performance of diagnosis methods for IGBT open circuit faults in voltage source active rectifiers, IEEE PESC proc., 2004, pp.4348-4354.

[SAO 21] SAOULI, Y., & OMAR, K. « Etude et simulation d'un moteur asynchrone ». (Mémoire de master, Université Badji Mokhtar Annaba, 2021).

[SEG 89] G. Segulier and F. Labrique, « Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance », Tome 4: La Conversion Continu-Alternatif », Edition Lavoisier, Technologie & Documentation, 1989.

[SHA 09] Lu, B., Sharma, S. K. "A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters", IEEE Transactions on Industry Applications, 45(5), pp. 1770–1777, 2009.

[STU 00] G. Sturtzer, E. Smigiel, « Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés ». Ellipses Edition Marketing Paris, 2000.

[SUR 11] Surin Khomfoi, Warachart Sae-Kok and Issarachai Ngamroo, "An Open Circuit Fault Diagnostic Technique in IGBTs for AC to DC Converters Applied in Micro grid Applications", Journal of Power Electronics, Vol. 11, No. 6, November 2011, pp. 801- 810.

[TAR 01] Tarek Boumegoura, « Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic ». Thèse de Doctorat, Ecole centrale de Lyon. 2001 France

[TAR 08] Tarak Benslimane, "A New Technique for Simultaneous Detection of One for Two Open–Switch Faults in Three Phase Voltage–Inverter–Fed PM Brushless DC Motor Drive", Journal of Electrical Engineering (JEEEC), VOL. 59, NO. 2, 2008, 97–100.

[TAR 09] Tarak Benslimane, « Caractérisation précise des défauts d'un variateur de vitesse en vue d'élaborer un système automatique de surveillance et de diagnostic », Thèse de Doctorat d'Etat, Département des hydrocarbures et de la chimie, Université de Boumerdès, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, 15/06/2009.

[WIL 05] WILIDI T, SYBILLE G., « Electrotechnique, partie III systèmes d'entraînement et électronique de puissance », 4e édition De Boeck Et Larcier s.a. 2005.

[YAK 23] Yakhni M. "Variable speed induction motors' fault detection based on transient motor current signatures analysis: A review". *Mechanical Systems and Signal Processing*, 2023, vol. 184, p. 109737. Elsevier 2023

[YAN 11] Yang, S., Bryant, A., Mawby, P., Xiang, D., Ran, L., Tavner P. "An Industry-Based Survey of Reliability in Power Electronic Converters", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 47(3), pp. 1441–1451, 2011.

[YOU 10] Youcef Soufi, T. Bahi, M.F. Harkat, H. Merabet, Détection et Diagnostic de Défauts des Semi-conducteurs d'un onduleur de Tension. *Internationale Conference on Power Electronics and Electrical Drives, ICPEED'2010*, 2010.

[ZEG 17] ZEGAI, M. Synthèses des techniques de commande DTC associée à l'intelligence artificielle appliquée au contrôle d'un moteur asynchrone alimenté par onduleur multi-niveaux (thèse de doctorat, USTOMB Oran, 2017).

ANNEXE

Algorithme de la MLI vectorielle

Le choix des séquences de conduction des interrupteurs s'effectue suivant l'algorithme suivant :

```

Si  $V_s\beta > 0$  alors
    Si  $V_s\alpha > 0$  alors
        Si  $V_s\beta > \sqrt{3} V_s\alpha$  alors
            calcul des temps du secteur 2
        Sinon
            calcul des temps du secteur 1
        Fin si
    Sinon
        Si  $V_s\beta > -\sqrt{3} V_s\alpha$  alors
            calcul des temps du secteur 2
        Sinon
            calcul des temps du secteur 3
        Fin si
    Fin si
Sinon
    Si  $V_s\alpha > 0$  alors
        Si  $V_s\beta < -\sqrt{3} V_s\alpha$  alors
            calcul des temps du secteur 5
        Sinon
            calcul des temps du secteur 6
        Fin si
    Sinon
        Si  $-V_s\beta > \sqrt{3} V_s\alpha$  alors
            calcul des temps du secteur 5
        Sinon
            calcul des temps du secteur 4
        Fin si
    Fin si
Fin si

```

Paramètres du moteur asynchrone utilisé durant la simulation

Tension nominale	230/400 V
Courant nominal	6,4 /3,7 A
Puissance nominale	1,5 KW
Vitesse nominale	1420 <i>tr/min</i>
Nombre de paires de pôles	2
Résistance de l'enroulement statorique	4,85 Ω
Résistance de l'enroulement rotorique	3,805 Ω
Inductance cyclique statorique par phase	274 mH
Inductance cyclique rotorique par phase	274 mH
Inductance mutuelle	258 mH
Moment d'inertie des parties tournantes	0,031 <i>kg.m²</i>
Coefficient de frottement visqueux	0,00114 <i>N.m.s/rad</i>

Résumé

Le diagnostic des défauts dans les convertisseurs statiques, notamment dans l'association onduleur MLI - machine asynchrone, est essentiel pour garantir la fiabilité et la sécurité des systèmes d'entraînements électriques. Diverses techniques de diagnostic, basées sur l'analyse des signaux de sortie du système, dans le domaine temporel et fréquentiel permettent d'identifier et de localiser ces défauts. En effet, un diagnostic efficace contribue à la maintenance préventive et à l'augmentation de la durée de vie de la machine asynchrone vu que les défauts dans les convertisseurs statiques altèrent le bon fonctionnement de la machine asynchrone et contribue à la réduction des coûts de maintenance de l'ensemble de l'entraînement électrique. Dans cette optique, l'analyse des courants de PARK est employée dans ce travail afin de d'identifier le défaut de l'onduleur de tension privant ainsi la machine asynchrone triphasée d'une des phases. Cette méthode est intéressante dans la mesure où les trois courants abc sont analysés dans le repère biphasé dq . Enfin des résultats de simulations viendront démontrer l'efficacité de la technique des vecteurs de PARK dans le diagnostic des défauts.

Mots clés :

Machine asynchrone, Convertisseur statique, Diagnostic des défauts, Approche des vecteurs de Park.

Abstract

Faults diagnosis in static converters, particularly in the PWM inverter - induction machine association, is essential to guarantee the reliability and safety of the entire electric drive system. Several diagnosis techniques, based on the analysis of system output signals, in the time and frequency domain make it possible to identify and locate these faults. Indeed, an effective diagnosis contributes to a preventive maintenance and to increase the lifespan of the induction machine since static converters faults impair the proper operation of the induction machine and contributes to the reduction of maintenance costs of the entire electric drive. With this in mind, PARK current analysis is used in this work in order to identify the voltage source inverter faults leading to a phase lost in the three-phase induction machine supply. This method is interesting insofar as the three currents abc are analyzed in the two-phase reference frame dq . Finally, simulation results will demonstrate the effectiveness of the PARK vector technique in fault diagnosis.

Keywords:

Induction machine, Static converter, Fault diagnosis, Park's vector approach.

ملخص

متزامنة، أمر بالغ الأهمية لضمان تشخيص الأخطاء في المحولات الثابتة، خاصة في تجميع المحول النبضي العرضي - الماكينة اللا موثوقية وسلامة أنظمة الدفع الكهربائية. تسمح مختلف التقنيات التشخيصية، استنادًا إلى تحليل إشارات الإخراج من النظام في المجال الزمني والترددية، بتحديد وتحديد مواقع هذه الأخطاء. في الواقع، يسهم التشخيص الفعال في الصيانة الوقائية وتمديد عمر الماكينة اللا متزامنة، متزامنة وتقليل تكاليف صيانة الدفع الكهربائي الكلي حيث تؤدي الأخطاء في المحولات الثابتة إلى تعكير تشغيل الماكينة اللا

في هذا السياق، يتم استخدام تحليل تيارات بارك في هذه الدراسة لتحديد خلل في محول الجهد، مما يؤدي إلى حرمان الماكينة اللا متزامنة الثلاثية من إحدى المراحل. تعد هذه الطريقة ذات قيمة لأنها تحلل تيارات أ ب س الثلاثة ضمن إطار الإشارة المرجعية د ك المتدورة، وفي النهاية، ستبرز نتائج المحاكاة فعالية تقنية النواقل بارك في تشخيص الأخطاء

كلمات مفتاحية: آلة غير متزامنة، محول ثابت، تشخيص الأعطال، نهج الفضاء البارك