

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Hassiba Benbouali de Chlef

Faculté : *Technologie*

Département : *Electrotechnique*



THÈSE

Présentée pour l'obtention du diplôme de

DOCTORAT L.M.D

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande et actionneurs électriques

Présenté par

Mohamed NEKKAZ

Thème :

**Etude d'un système multi machines connectées en série en
mode dégradé**

Soutenue le 09 / 11 / 2023, devant le jury composé de :

B. BELMADANI.	Professeur	UHBB CHLEF	Président
A. DJAHBAR	Professeur	UHBB CHLEF	Rapporteur
E. BOUNADJA	MCA	UHBB CHLEF	Examineur
Y. BENYSSAAD	Professeur	Université de RELIZANE	Examineur
R. TALAB	Professeur	UHBB CHLEF	Invité

DEDICACE

Je dédie ce modeste travail :

Je remercie الله, le tout puissant, le miséricordieux, de m'avoir appris ce que j'ignorais, de m'avoir donné la santé et tout dont je necessitais pour l'accomplissement de cette thèse.

A Mon Père pour sa Sacrificatoire de m'orienter dans ma vie ;

A Ma Mère, que Dieu la récompense pour sa patience et sa soutenance ;

A Ma femme et mes Chers enfants

A Mes Chers Frères Et Sœurs, tous par leurs noms ;

A Tous Mes Amis en particulier Fathi, Taha, Bou Abdellah, Mohamed et Ismail.

A Tous Ceux Qui Ont Contribué de près ou de loin à la réussite de mon travail.

A Tous ceux qui me sont chers

A Vous.

Mohammed NEKKAZ

REMERCIEMENTS

Je tiens profondément à remercier tout d'abord DIEU l'unique qui a permis à ce travail de voir la lumière.

Je tiens à remercier vivement :

Mon père, ma mère et ma femme.

Monsieur DJAHBAR Abdelkader, ses conseils constructifs, son esprit critique et son aide précieuse.

Je remercie très chaleureusement les membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'être rapporteurs de notre thèse.

Tous les enseignants qui ont contribué à notre formation pendant notre cycle de formation, et aussi nous remercions les enseignants de L'UHBB CHEF pour leurs précieuses directives.

Que tous ce qui a contribué de près ou de loin, dans ma formation ainsi qu'à la réalisation de ce travail reçoit ici le témoignage de ma grande sympathie.

Et toutes les personnes que j'ai peut-être oubliées...

MERCI

Sommaire

Résumé	A
Notations et Symboles	B
Liste des figures	C
INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : <i>Concept des systèmes multimachines</i>	
I.1. Introduction.....	4
I.2. Machine à phases électriquement indépendantes.....	5
I.3. Machines polyphasées.....	6
I.4. Structures Multimachines.....	8
I.4.1. Couplage électrique en parallèle.....	8
I.4.2. Couplage électrique en série.....	10
I.4.2.1. Couplages électriques en série classiques.....	14
I.4.2.2 Nouveaux couplages électriques en série.....	15
I.4.2.2.1 Machines à nombre impair de phases.....	16
I.4.2.2.2 Machines à nombre pair de phases.....	19
I.5. Conclusion.....	21
CHAPITRE II : <i>Pronostic des défauts des machines électriques.</i>	
II.1. Introduction.....	22
II.2. Les défaillances dans les machines électriques.....	23
II.3. Quelques statistiques.....	23
II.4. Défaillances des roulements mécaniques.....	26
II.4.1. Défaillances au rotor.....	26
II.4.1.1. Ruptures de barres dans les machines asynchrones.....	27
II.4.1.2. Ruptures d'anneaux.....	27
II.4.1.3. Excentricité statique et dynamique.....	27
II.4.1.4. Désaimantation.....	28
II.4.2. Défaillances au stator.....	29
II.4.2.1. Défauts d'isolant dans un enroulement.....	31
II.4.2.2. Court-circuit entre spires.....	31
II.4.2.3. Court-circuit entre phases.....	32
II.4.2.4. Court-circuit avec le bâti.....	32

II.5. Défaillances du convertisseur.....	34
II.5.1. Court-circuit sur un interrupteur.....	34
II.5.2. Circuit ouvert sur un interrupteur.....	35
II.5.3. Court-circuit de deux interrupteurs.....	36
II.5.4. Circuit ouvert de deux interrupteurs.....	36
II.5.5. Claquage du condensateur du bus continu.....	37
II.6. Défauts des capteurs	37
II.7. Entrainement par MAS avec une phase déconnectée.....	37
II.8. Conclusion.....	39
CHAPITRE III : Modélisation d'un système deux machines MAS (SMM-CS)	
<i>pentaphasées connecte en série en mode sains</i>	
III.1. Introduction.....	40
III.2. présentation de deux MAS pentaphasées connecte en série.....	40
III.3. Modélisation de deux MAS pentaphasées.....	42
III.3.1. Transformation de découplage de Clark.....	43
III.3.2. Le modèle dans un référentiel rotatif.....	45
III.4. Association d'un seul convertisseur pentaphasée-deux MAS pentaphasées en série	
.....	46
III.4.1 Généralités.....	47
III.4.2. Les Composants de l'électronique de puissance.....	47
III.4.3 Choix du convertisseur pour l'alimentation des machines polyphasées.....	48
III.4.4 Le Convertisseur matriciel	49
III.4.4.1 Performance d'un convertisseur matriciel	50
III.4.4.2 Structure d'un convertisseur matriciel.....	52
III.4.4.3 Interrupteurs à semi-conducteurs utilisés dans le convertisseur	
matriciel.....	52
III.4.4.4 Principe de fonctionnement d'un convertisseur matriciel.....	54
III.4.4.5 Les vecteurs de commutation.....	55
III.4.4.6 Modélisation d'un convertisseur matriciel.....	55
III.7. Conclusion.....	58
CHAPITRE IV : Commande découplée d'un SMMCS en mode sain.	
IV.1. INTRODUCTION.....	60
IV.2 Principe de la commande vectorielle.....	60
IV.2.1 Orientation du flux rotorique.....	61

IV.3. Méthodes de la commande vectorielle.....	62
IV.3.1 Contrôle vectoriel direct.....	62
IV.3.2 Contrôle vectoriel indirect.....	62
IV.4. Commande vectorielle de deux machines connecte en série.....	62
IV.4.1. Calcul des tensions de références de l'onduleur de tension.....	65
IV.4.2. Régulation.....	67
IV.4.2.1. Régulation de la boucle interne des courants I_{ds} et I_{xs}	67
IV.4.2.2. Régulation de la boucle externe du flux.....	69
IV.4.2.3 Régulation de la boucle interne des courants I_{qs1} et I_{qs2}	70
IV.4.2.4 Régulation de la boucle externe de vitesse.....	70
IV.5. Simulation et résultats.....	71
IV.6. Conclusion.....	78
CHAPITRE V : Modélisation de deux machines MAS pentaphasées connecté en série	
<i>en mode dégradé</i>	
V.1.Introduction.....	79
V.2. Modélisation des machines polyphasées en présence d'un défaut d'ouverture des phases.....	79
V.2.1. Reformulation des matrices statoriques lors d'un défaut d'ouverture de phases.....	81
V.3. Modélisation de deux MAS pentaphasées connecté en série en mode dégradée (ouverture d'une phase).....	83
V.4. Résultat de simulation.....	90
V.4.1. Interprétation des résultats.....	98
V.5. Conclusion.....	98
CONCLUSION GENERALE.....	99

Annexes

Bibliographiques

ملخص

يركز العمل المقدم في هذه الأطروحة على دراسة مفهوم آلتين غير متزامنتين من خمس مراحل متصلتين على التسلسل في الوضع الصحي وفي الوضع المتدهور، مدعومتين بمحول مصفوفة واحد بخمسة أذرع.

أولاً، قدمنا دراسة تفصيلية للأنظمة متعددة الآلات المتصلة على التوالي مع عدد زوجي وفردية من الأطوار. ثانياً، تعاملنا مع تشخيص الأعطال في الآلات الكهربائية من خلال تقديم أنواع مختلفة من الأخطاء التي يمكن أن تحدث في مجموعة محولات الآلة غير المتزامنة. بالإضافة إلى ذلك، قمنا بإنشاء نموذج لآلتين من الآلات ذات خمس مراحل متصلة في سلسلة مدعومة بمحول مصفوفة واحد بخمسة أذرع، من أجل تقليل التيارات المتداولة إلى حد كبير. بعد ذلك، قمنا بتطبيق التحكم الشعاعي لجهازين متصلين على التوالي في الوضع الصحي. وأخيراً، تم تطبيق نفس التحكم على نظامنا في حالة العطب (فتح المرحلة).

الهدف الرئيسي هو تحسين ديناميكيات جهازين من خمس مراحل متصلين على التسلسل، والمخصصين للاستخدام في التطبيقات الصناعية عالية الطاقة، حيث تكون الصيانة صعبة ويكون التسامح مع الأخطاء ضرورياً لضمان الوضع الصحيح للتشغيل. تواصل الآلات مع أقل عدد ممكن من الانقطاعات.

كلمات مفتاحية:

الوضع المتدهور، جهازين غير متزامنين، آلة خمس مراحل، متصلة في سلسلة، محول المصفوفة ($\Phi 5/\Phi 3$) والتحكم الشعاعي.

Résumé

Les travaux présentés dans cette thèse s'intéresse à étudier le concept de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série en mode sain et en mode dégradée, alimentées par un seul convertisseur matriciel à cinq bras.

Dans un premier temps, on a présenté une étude détaillée des systèmes multimachines connectés en série à nombre de phases pair et impair. Dans un second temps, on a traité un pronostic des défauts des machines électriques en présentant différents types de défauts qui peuvent survenir l'ensemble machine asynchrone-convertisseur. En plus, on a établis une modélisation de deux machines pentaphasées connecte en série alimenté par un seul convertisseur matriciel à cinq bras, afin de minimiser considérablement les courants de circulation. Ensuite, on a réalisé la commande vectorielle de deux machines pentaphasées connecte en série en mode sain, Enfin la même commande a été appliquée à notre système en mode dégradée (cas de l'ouverture d'une phase).

L'objectif principal est d'améliorer la dynamique de deux machines pentaphasées connectées en série, qui est destinée à être utilisée dans des applications industrielles de forte puissance, où la maintenance est difficile et la tolérance aux défauts est nécessaire pour assurer le mode de fonctionnement continu des machines avec un nombre d'interruptions minimisé.

Mots clés :

Mode dégradée, deux machines asynchrone, machine pentaphasée, connectée en série, convertisseur matriciel(3 Φ /5 Φ) et commande vectorielle.

Abstract

The work presented in this thesis focuses on studying the concept of two five-phase asynchronous machines connected in series in healthy mode and in degraded mode, powered by a single five-arm matrix converter.

Firstly, we presented a detailed study of multi-machine systems connected in series with even and odd number of phases. Secondly, we dealt with a prognosis of faults in electrical machines by presenting different types of faults, which can occur in the asynchronous machine-converter assembly. In addition, we have established a model of two five-phase machines connected in series powered by a single five-arm matrix converter, in order to considerably minimize circulating currents. Then, we carry out the vector control of two machines connected in series in healthy mode. Finally, the same command was applied to our system in degraded mode (the event of the opening of a phase).

The main objective is to improve the dynamics of two five-phase machines connected in series, which is intended to be used in high power industrial applications, where maintenance is difficult and fault tolerance is necessary to ensure the correct mode of operation. Continues the machines with a minimized number of interruptions.

Keywords:

Degraded mode, two asynchronous machines, five-phase machine, connected in series, matrix converter(3 Φ /5 Φ) and vector control.

Notations et Symboles

$SMM-MC$: système multimachines mono convertisseur
MAS	: Machine Asynchrone.
$MSAP$: Machine Synchrone à Aiment Permanent
FMM	: Force Magnétomotrice
AC	: Courant Alternatif
DC	: Courant Continue
s, r	: Indices d'axes correspondant au stator et rotor.
a, b, c, d, e	: Indices correspondant aux cinq phases a, b, c, d, e de la machine.
A, B, C, D, E	: Indices correspondant aux cinq phases A, B, C, D, E de l'onduleur.
$(\alpha - \beta)$: Indices des axes dans le repère de Concordia.
$(d - q)$: Indices des axes dans le repère de Park.
v_{abcde1}	: Tension d'alimentation des phases statoriques de la première machine.
i_{abcde1}	: Courant statoriques de la première machine
v_{abcde2}	: Tension d'alimentation des phases statoriques de la deuxième machine
i_{abcde2}	: Courant statoriques de la deuxième machine
$v_{abcder1}$: Tension d'alimentation des phases rotorique de la première machine.
$i_{abcder1}$: Courant rotorique de la première machine.
$v_{abcder2}$: Tension d'alimentation des phases rotorique de la deuxième machine
$i_{abcder2}$: Courant rotorique de la deuxième machine.
φ_{abcde1}	: Flux des phases statoriques de la première machine
φ_{abcde2}	: Flux des phases statoriques de la deuxième machine
R_{s1}, R_{s2}	: Résistance de la première et deuxième machine d'une phase statorique.
R_{r1}, R_{r2}	: Résistance de la première et deuxième machine d'une phase rotorique.
L_{s1}, L_{s2}	: Inductance propre de la première et deuxième machine d'une phase statorique.
L_{r1}, L_{r2}	: Inductance propre de la première et deuxième machine d'une phase rotorique.
$[R_s]$: Matrice résistance statorique.
$[R_r]$: Matrice résistance rotorique.
$[L_{ss}]$: Matrice inductance statorique.
$[L_{rr}]$: Matrice inductance rotorique.

$[L_{ls}]$: Matrice d'inductance de fuite d'une phase statorique.
$[L_{lr}]$: Matrice d'inductance de fuite d'une phase rotorique.
$[M_{sr}]$: Matrice mutuelle stator/rotor.
$[C]$: Matrice de transformation de Clarck
$[T]$: Matrice de Concordia.
$[R]$: Matrice de rotation.
P	: Nombre de paires de pôles de la machine.
J_m	: Moment d'inertie de la machine.
K_f	: Coefficient de frottement.
C_{em1}	: Couple électromagnétique de la première machine.
C_{em2}	: Couple électromagnétique de la deuxième machine.
C_r	: Couple résistant.
g	: Glissement de la machine
$\theta_{1,2}$: Angle électrique de la première et deuxième machine.
θ_s, θ_r	: Déphasage de l'axe direct par rapport au stator/rotor.
ω_s	: Pulsation statorique.
ω_r	: Pulsation rotorique.
ω	: Pulsation mécanique du rotor.
N	: Vitesse synchrone en tr/min
Ω_s	: vitesse angulaire synchrone.
Ω_r	: Vitesse de rotation mécanique.
f_s	: Fréquence du réseau
T_s	: Constante de temps statorique.
T_r	: Constante de temps rotorique.
σ	: Coefficient de dispersion.
s	: Operateur dérivée de Laplace $\frac{d}{dt}$
K_p	: Facteur de proportionnalité
K_i	: Facteur intégral.
S	: Constante de pas de transposition

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I

- Figure I.1** : Schéma d'une machine à trois phases électriquement indépendant.
- Figure I.2** : Schéma d'une machine à 6 phases couplée en double-étoile.
- Figure I.3** : Déphasage électrique entre les phases d'une machine à 6 phases asymétrique.
- Figure I.4** : Schéma d'une structure 2 machines pentaphasée alimenté par 5 bras d'onduleur.
- Figure I.5** : Deux machines à 5 phases couplées en série.
- Figure I.6** : Couplage entre une machine à 6 phases et une machine à 3 phases.
- Figure I.7** : Schéma de connexion en série de trois machines heptaphasées.
- Figure I.8** : Schéma de connexion en série des machines enneaphasée avec une machine triphasée.
- Figure I.9** : Schéma de connexion en série d'une machine hexaphasée avec une machine triphasée.

CHAPITRE II

- Figure II.1** : Proportion des défauts dans les machines asynchrones de moyenne puissance
- Figure II.2** : Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes puissances.
- Figure II.3** : Répartition des pannes sur les machines de fortes puissances.
- Figure II.4** : Durée de vie en fonction de la température de fonctionnement.
- Figure II.5** : Différents défauts statoriques de la machine asynchrone.
- Figure II.6** : Court-circuit sur un interrupteur d'un des bras.
- Figure II.7** : Chemins incontrôlables de circulation du courant en cas de court-circuit d'un interrupteur.
- Figure II.8** : Circuit ouvert sur un interrupteur d'un des bras.
- Figure III.1** : Schéma de connexion en série des enroulements statoriques de deux MAS pentaphasées.

CHAPITRE III

- Figure III.2** : Classification des composants semi-conducteurs de puissance en fonction de puissance et de fréquence.

- Figure III.3** : Diagramme de base du convertisseur matriciel de topologie(3 Φ /5 Φ).
Figure III.4 : Interrupteurs bidirectionnels à base.
Figure III.5 : Interrupteur bidirectionnel à base de deux diodes et deux IGBT.
Figure III.6 : Durées de conduction des commutateurs pour une période de commutation.

CHAPITRE IV

- Figure IV.1** : Principe d'orientation du flux rotorique.
Figure IV.2 : Schéma bloc de la commande vectorielle de deux MAS pentaphasées connectées en série.
Figure IV.3 : Schéma fonctionnelle du régulateur des courants I_{xs} et I_{xs} .
Figure IV.4 : Schéma fonctionnelle des régulateurs de flux φ_{r1} et φ_{r2} .
Figure IV.5 : Schéma fonctionnelle des régulateurs de vitesse Ω_1 et Ω_2 .
Figure IV.6 : Tension de sortie du convertisseur Va (V).
Figure IV.7 : Vitesses de deux machines (tr/min).
Figure IV.8 : Vitesse de première machine avec vitesse de référence (rad/s).
Figure IV.9 : Vitesse de deuxième machine avec vitesse de référence (rad/s) .
Figure IV.10 : Couples électromagnétiques de deux machines (N.m).
Figure IV.11 : Courants i_{qs} et i_{ys} pour deux machines (A).
Figure IV.12 : Courants des phases pour premier machines (A).
Figure IV.13 : Courants des phases pour premier machines (A).
Figure IV.14 : Courants des phases pour deuxième machines (A).
Figure IV.15 : Courants des phases pour deuxième machines (A).
Figure IV.16 : Vitesses pour deux machines (tr/min).
Figure IV.17 : Vitesse de première machine avec vitesse de référence (rad/s).
Figure IV.18 : Couples électromagnétiques de deux machines (N.m).
Figure IV.19 : Courants des phases pour première machines (A).
Figure IV.20 : Courants des phases pour deuxième machines (A).
Figure IV.21 : Vitesses pour deux machines (rad/s).
Figure IV.22 : Couples électromagnétiques de deux machines (N.m).
Figure IV.23 : Courants des phases pour deuxième machines (A).

CHAPITRE V

- Figure V.1** : Schéma de deux machines pentaphasées connecté en série avec ouverture la première phase
Figure V.2 : Vitesses de deux machines w_{r1} et w_{r2} (rad/s)

- Figure V.3** : Couples électromagnétique de deux machines Cem_1 et Cem_2 ($N.m$)
- Figure V.4** : Courants i_{qs} et i_{ys} deux machines (A)
- Figure V.5** : Courants des phases pour premier machines (A)
- Figure V.6** : Courants des phases pour deuxième machine (A)
- Figure V.7** : Vitesse de deux machines (rad/s)
- Figure V.8** : Couples électromagnétique de deux machines Cem_1 et Cem_2 ($N.m$)
- Figure V.9** : Vitesse de deux machines (rad/s)
- Figure V.10** : Vitesses de deux machines w_{r1} et w_{r2} (rad/s)
- Figure V.11** : Couples électromagnétique de deux machines Cem_1 et Cem_2 ($N.m$)
- Figure V.12** : Courants i_{qs} et i_{ys} deux machines (A)
- Figure V.13** : Courants des phases pour premier machines (A)



INTRODUCTION GENERALE



Introduction Générale

Les machines triphasées sont largement utilisées et leur conception et mode d'alimentation sont aujourd'hui bien maîtrisés. Néanmoins, les machines polyphasées (le nombre de phases est supérieur à trois) présentent en comparaison des caractéristiques particulièrement attractives [1] :

Tout d'abord, l'augmentation du nombre de phases implique une réduction des ondulations du couple électromagnétique (amplitude et période). Donc la machine polyphasée est une solution intéressante pour des applications exigeantes en termes de discrétion vibratoire ou acoustique.

Ensuite, une structure à grand nombre de phases accroît la possibilité de fonctionnement même **en mode dégradée** tout en préservant une qualité de couple acceptable (amplitude et ondulation) [1] [2].

En plus, les machines polyphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages, de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné [3].

Enfin, la multiplication du nombre de phases implique un fractionnement de la puissance, ce qui diminue les contraintes de dimensionnement sur les composants d'électronique de puissance alimentant chaque phase.

C'est pourquoi le choix de la structure polyphasée relève parfois la nécessité pour les applications de très forte puissance. Pratiquement, les machines polyphasées sont utilisées dans les domaines de la traction ferroviaire, de la propulsion navale, de l'automobile et de l'aérospatiale.

Un exemple des systèmes d'entraînements, qui combinent les avantages offerts par l'utilisation des machines multiphasées, de l'électronique de puissance et des moyens de calcul, est le système multi-machines mono-convertisseur qui permet de commander d'une manière complètement découplée des machines électriques dont les enroulements sont connectés en série et alimentés par un seul convertisseur

La mise en série des machines polyphasées peut être une solution très intéressante pour certaines applications, telle que la traction électrique. Le système global est alors défini par la dénomination « **système multi machines mono convertisseur connectées en série (SMM-MC)** ». Il est composé de plusieurs machines connectées en série selon une

transposition des phases appropriée, ensemble est alimenté par un seul convertisseur via la première machine [3].

L'utilisation de convertisseurs directs (AC-AC), par rapport aux onduleurs classiques avec liaison (DC), peut réduire les pertes associées aux commutateurs à semi-conducteurs. Aussi, il est possible de réduire le nombre de convertisseurs par la possibilité d'interconnecter des machines électriques en série, comme dans le cas présent, au lieu d'utiliser deux convertisseurs alimentant deux machines de traction en parallèle, on pourrait intégrer un seul convertisseur matriciel de topologie ($3\Phi/5\Phi$). Le convertisseur matriciel de topologie ($3\Phi/5\Phi$) soit commandé pour fournir le plus facilement cinq tensions variables (cinq courants alternatifs), dont ils interagissent pour faire tourner les deux MAS pentaphasées connectées en série et contrôlées indépendamment.

Le travail proposé dans cette thèse étudie un système de deux machines asynchrone pentaphasées connectées en série en mode dégradée (rupture d'une phase du stator) basée sur la structure asymétrique produite dans le stator de ce système (SMM). Il pourrait apparaître séduisant si on commande ce système de sorte à compenser ou absorber ce déséquilibre de phase et rendre ses performances égales à celles de deux machines biphasées ordinaires. Le contrôle de vitesse ou du couple de deux machines défectueuses pourrait être fait par quelques modifications du modèle biphasé sain classique en créant un nouveau système de transformation de coordonnées. Autrement dit, dans quelles circonstances l'alimentation asymétrique peut être utilisée pour obtenir une fiabilité accrue des entraînements avec deux machines pentaphasées. On va examiner si la possibilité pour un tel fonctionnement en mode dégradé est disponible sans sensiblement étendre ou modifier l'ensemble du convertisseur / SMM.

Nous avons décomposé notre étude en cinq chapitres :

Le premier chapitre apparaît nécessaire de consacrer à quelques généralités concernant les multimachines multiphasées, leurs modélisations et leurs connections. Nous présenterons plusieurs modèles en vue de l'analyse de ces machines.

Le deuxième chapitre présente les différents types de défaillances qui peuvent survenir sur les entraînements électriques. Une étude bibliographique sur les différents types de défauts pouvant se produire dans l'ensemble machine/convertisseur est présentée

ainsi que les solutions proposées dans la littérature concernant le fonctionnement durant l'apparition d'un défaut de rupture d'une phase.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude et à la modélisation d'un système multimachines mono-convertisseur. Après une étude théorique sur le mode de connexion des enroulements statoriques des machines dans un SMM, nous allons faire une modélisation d'un système constitué de deux machines asynchrones pentaphasées identiques, dont leurs enroulements statoriques sont connectés en série. Cette modélisation a pour objectif de montrer que la commande de chaque machine du groupe peut être indépendante l'une à l'autre, bien que l'ensemble des machines soient alimentées par un seul convertisseur matriciel pentaphasé.

Le quatrième chapitre est dédié à la stratégie de la commande indépendante des machines électriques dans un système multimachines mono-convertisseur (SMM-MC). La dite commande est basée sur l'algorithme de la commande vectorielle classique de deux MAS pentaphasées connectées en série, et sont alimentées par un convertisseur matriciel à cinq phases, comme il est mentionné dans le troisième chapitre. Afin d'aborder la commande vectorielle, il est nécessaire de citer et présenter les différentes stratégies de modulations pour la commande du convertisseur matriciel pentaphasé ($3\Phi/\Phi5$), portée sur l'algorithme du contrôle scalaire de ROY. Après une adaptation de ces techniques de commande au SMM-MC, des résultats de simulation sont présentés et commentés.

Le dernier chapitre sera consacré à l'étude du système de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série alimentées par un seul convertisseur à cinq phases en cas d'ouverture de phases. La technique considérée est construite directement sur la base de la structure asymétrique des bobines du stator et fournit ainsi un outil précis et perméable pour modéliser deux machines à induction présentant un déséquilibre structurel.



Chapitre I :

Concept des systèmes multimachines



Chapitre I

Concept des systèmes multimachines

I.1. Introduction

De nombreux systèmes multi machines sont utilisés pour une fonction générale. La puissance est alors répartie sur plusieurs chaînes de commutation, ce qui présente plusieurs avantages. Premièrement, les différentes machines sont de dimensions réduites par rapport à une seule machine, ce qui permet une répartition physique plus aisée et l'utilisation de composants plus standardisés. Dans lequel, les restrictions sur les divers éléments sont réduites et la puissance totale est distribuée à chaque appareil ; Ainsi la disponibilité et la fiabilité de l'ensemble sont augmentées [1]. Enfin, lorsqu'un composant tombe en panne, une opération de rétrogradation est souvent possible. Prenons, par exemple, le système de traction ferroviaire. A puissance égale, l'utilisation de plusieurs moteurs permet d'avoir une surface répartie et est plus adaptée aux dimensions des moteurs. À la même tension d'alimentation, les courants d'asservissement seront inférieurs à ceux d'un seul moteur, puis les contraintes sur les composants et les effets du couple électromagnétique (CEM) seront minimisés. Enfin, si un entraînement tombe en panne, les autres peuvent assurer la traction, sans doute à basse vitesse, mais permettant d'arriver en toute sécurité.

Ces systèmes présentent également un certain nombre d'inconvénients. La première tient à la complexité de leur système. En effet, une coordination doit être faite entre les différents variateurs afin d'assurer leur coopération sur le fonctionnement global [2] [3]. La possibilité de fonctionner en cas de panne augmente cette complexité. De plus, différents threads de conversion interfèrent les uns avec les autres, ce qui peut entraîner d'autres dysfonctionnements, voire une corruption. De plus, des oscillations mécaniques locales peuvent affecter d'autres pièces mécaniques, jusqu'au filtre d'entrée électrique [4].

Ainsi, ces systèmes sont utilisés depuis de nombreuses années dans l'industrie : traction ferroviaire [5] [6] [7] et automobile [8] [9], propulsion navale [10] [11], industrie textile et papetière avec système de transport de bande [13] [14], industrie métallurgique avec laminoirs [15] [16] [17], etc. Ces systèmes ont d'abord été considérés comme un ensemble

d'entraînements indépendants [18]. Leur commande a alors été composée d'entités séparées. Mais les diverses contraintes inhérentes à cette distribution d'énergie ont dû être prises en compte, ce qui a été réalisé progressivement, au cas par cas [19]-[26].

Un système multi-machines mono-convertisseur est un système formé de plusieurs machines polyphasées, dont les enroulements statoriques sont connectés en série et alimentés par un seul convertisseur statique. Afin d'assurer un contrôle indépendant des différentes machines, une transposition appropriée des phases est nécessaire [27].

I.2. Machine à phases électriquement indépendantes

Les phases d'une machine peuvent être indépendantes ou non au niveau électrique, magnétiquement ou thermique. Les machines à phases électriquement indépendantes sont celles dont aucune connexion électrique n'est faite entre les phases de la machine, ajoutant ainsi un degré de liberté (DoF – *Degree of Freedom*) par rapport à la même machine couplée en étoile. Ce DoF supplémentaire rend une machine triphasée standard tolérante aux défaillances.

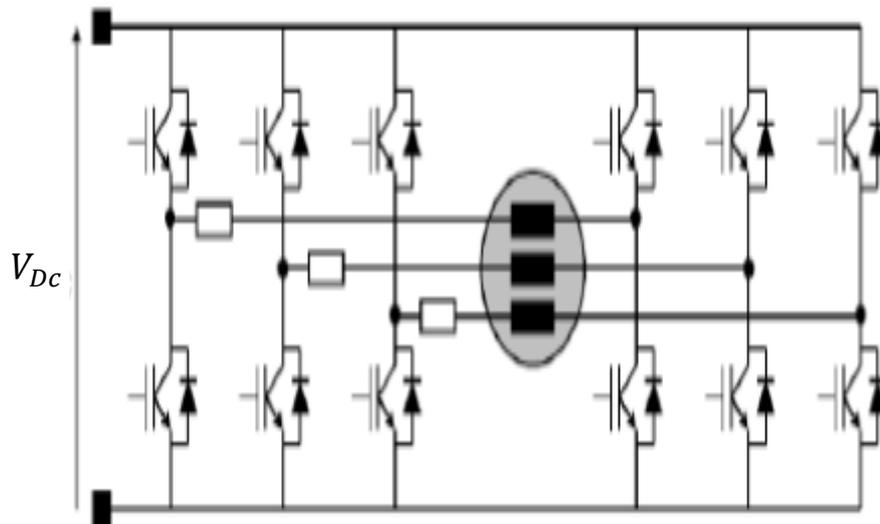


Figure I.1 : schéma d'une machine à trois phases électriquement indépendant.

Cependant, pour l'alimentation de cette machine, deux bras d'onduleur par phase sont nécessaires, deux fois plus que pour une machine couplée en étoile. Cette modification de l'onduleur peut engendrer une augmentation du volume et du poids du système. En mode dégradé, l'indépendance électrique entre les phases apporte plusieurs avantages [27], [28], [29], [30]-[34]. Lors d'un défaut où une phase n'est plus alimentée, il est possible d'implémenter des stratégies de contrôles assez simples pour éliminer des oscillations de couple en mode dégradé [27]-[29], [34]-[35]. Si une phase est soumise à une surintensité,

l'annulation du courant de la phase en défaut est possible en se servant d'un interrupteur bidirectionnel à pouvoir de coupure par phase, bien que cela représente une augmentation des composants du système.

1.3. Machines polyphasées

La machine polyphasée est celles dont le nombre de phases est supérieur à 3.

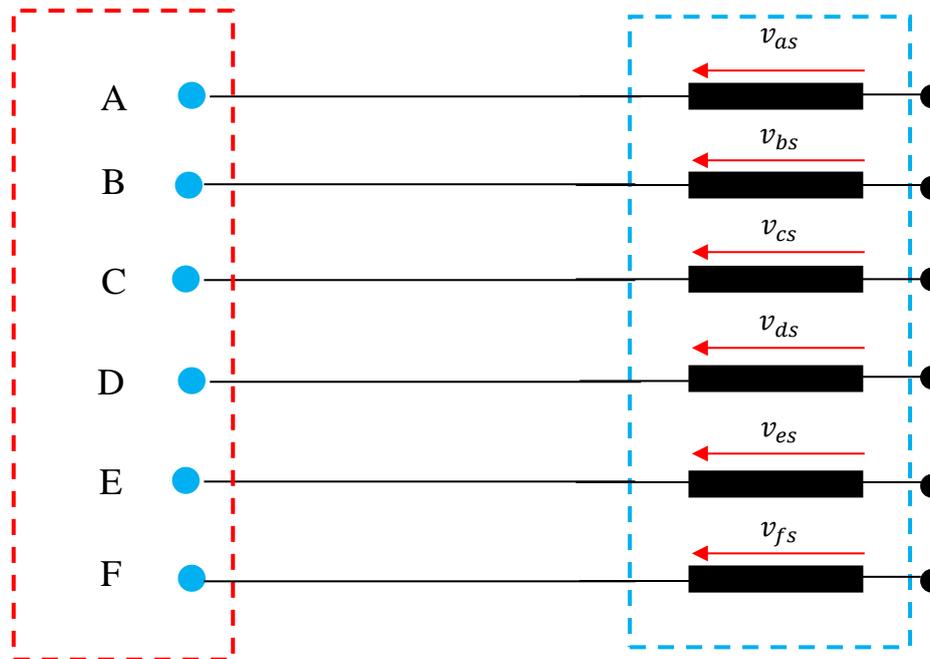


Figure I.2 : Schéma d'une machine à 6 phases couplée en double-étoile [27].

Parmi ces principaux avantages se trouvent une réduction de l'ondulation du couple en mode normal et réduction de la puissance par phase [28] [31] [36]-[39]. Le fait d'avoir plus de phases permet aussi une plus grande liberté au niveau de la commande afin d'implémenter des stratégies plus complexes permettant une meilleure performance du système afin d'augmenter le couple [39] [40], réduire les harmoniques de courant [41] ou l'ondulation de couple [42].

Une machine symétrique à « n » phases est celle dont les phases sont électriquement déphasées de « $2\pi/n$ » de ses phases voisines. Ce déphasage entre les phases est le plus commun pour des machines à 5 ou 7 phases. Cependant, des machines à 6 phases se trouvent régulièrement avec un déphasage asymétrique. Une machine à 6 phases asymétrique, aussi appelée double-étoile, a un déphasage comme présenté sur la Figure (1.3). Ces machines sont en fait à 12 phases avec connections internes pour ramener à 6 phases d'où le déphasage

de 30° entre les deux étoiles. L'intérêt de cette distribution électrique des phases est la réduction de l'impact de certains harmoniques de courant de l'ordre 5 et 7 [44], un avantage aussi pour ces machines polyphasées.

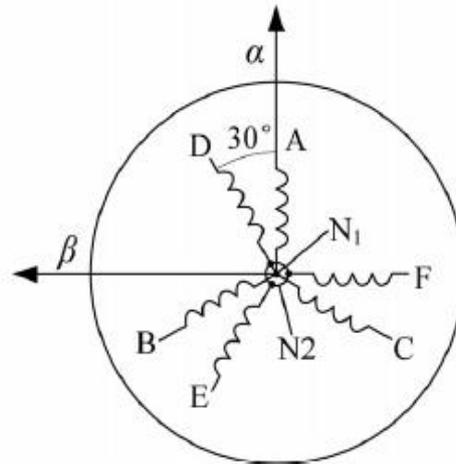


Figure I.3 : Déphasage électrique entre les phases d'une machine à 6 phases asymétrique [41]

Cependant, la tolérance aux défaillances, inhérentes aux machines à plus de trois phases, se présente comme étant un de leurs principaux atouts [27], [28]. Par rapport à la machine triphasée chaque phase supplémentaire apporte un DoF de plus. Ainsi, la perte du contrôle d'un courant d'une phase d'une machine polyphasée ne représente pas la perte du système. De plus, n'importe quelle machine polyphasée peut perdre des phases jusqu'à ce qu'il ne reste que deux DoF, le nombre minimum pour contrôler une machine. Pour cela, plusieurs études ont proposé des machines polyphasées pour des applications dans les domaines aéronautique et aérospatiale [55]-[58].

Si aucune action n'est réalisée en mode dégradé, le système fonctionne en mode dégradé, mais le courant sur les phases saines est plus élevé et une pulsation de couple est presque inévitable. Plus important est le nombre des phases de la machine, plus faible est l'impact d'un défaut. En même temps, concernant les défauts multiples, évidemment, les phases saines se trouvent dans une situation plus contraignante quand il y a plus de phases en défaut, mais la distribution de phases en défaut est aussi importante [48], [51], [54], [59]. Par exemple, pour une machine à 5 phases, la perte de deux phases consécutives impacte différemment le système par rapport à la perte de deux phases « électriquement éloignées » l'une de l'autre.

Parmi les reconfigurations possibles en mode dégradé pour les machines polyphasées possédant plusieurs étoiles, la plus courante est celle visant à isoler une étoile [27], [49]. Par exemple, la Figure (I.3) présente une machine à 6 phases couplées avec deux étoiles. Lorsqu'un composant d'une étoile est en défaut, toute l'étoile peut être isolée par l'application d'une reconfiguration simple en matérielle. Dans ce cas, si le système perd la moitié de sa puissance en mode dégradé. En revanche, la pulsation du couple est faible, parce qu'en mode dégradé la machine fonctionne comme une machine triphasée. Sinon, d'autres stratégies plus complexes se servant de degrés de libertés supplémentaires existent également [35], [51], [53], [60]-[62].

Plusieurs études ont été aussi menées sur des machines à plus de trois phases électriquement indépendantes [30], [37], [54], [61], [63]-[65]. Ces topologies ont les avantages mentionnés dans la section 1.2.2, mais en mode dégradé le système possède plus de degrés de liberté pour réduire l'impact de la faute sur les phases de la machine ou pour implémenter des stratégies spécifiques pour le fonctionnement en mode dégradé [61], [63], [65].

L'inconvénient des machines polyphasées est similaire à celui d'autres topologies tolérantes aux défaillances. Puisque chaque phase doit être alimentée, le nombre de bras d'onduleur est proportionnel au nombre des phases.

I.4. Structures multimachines

L'augmentation des charges électroniques dans les avions génère des contraintes au niveau du nombre de moteurs électriques et d'onduleurs supplémentaires qui peuvent alourdir l'appareil, surtout si des équipements redondants et/ou de protection sont rajoutés au système. Puisque le poids est un point critique dans le domaine avionique, différentes solutions s'appuient sur la mutualisation de l'énergie afin de réduire le poids total des équipements, tout en gardant la tolérance aux défaillances. Ces solutions peuvent être divisées en deux grands groupes : ceux avec les charges connectées en parallèle et ceux avec les charges connectées en série.

I.4.1. Couplage électrique en parallèle

La connexion en parallèle consiste en plusieurs charges qui sont alimentées par les mêmes bras d'onduleurs (figure I.4), ainsi réduisant leur nombre total. Une solution qui se trouve déjà en étude chez Thales a été nommé PRISCA (PoweR Integrated and SCAlable)

[66], [67]. Sept charges triphasées, comme l'ECS3 et le WIPS4, sont alimentées par 8 onduleurs également triphasés. La tolérance aux défaillances est assurée par le huitième onduleur qui peut se connecter à partir d'une matrice de commutateur électronique à la charge dont l'onduleur est tombé en panne (TABLEAU I). De plus, les charges sont de puissances et de profils de fonctionnement différents. Cette solution a donc pris en compte le fait que les charges les plus énergivores, comme le démarreur par exemple, consomment leur maximum d'énergie à un moment où d'autres charges sont éteintes. Ainsi, la mise en parallèle de 2 ou 3 onduleurs peut assurer la puissance nécessaire pendant une durée déterminée. Dans le projet PRISCA, les charges partagent un onduleur qui assure la tolérance aux défaillances du système.

TABLEAU I : Matrice de connexion entre les 8 onduleurs et les 7 charges du projet PRISCA

Onduleur	ECS	VFSG ⁵	VFSG EXCITATION	VCS ⁶	115 V	WIPS	VENTILATION
1	■						
2	■	■					
3		■				■	
4		■					■
5			■				
6				■			
7					■		
8	■	■	■	■	■	■	■

Une autre solution envisageable est la mutualisation des bras d'onduleur. Cette solution a été précédemment traitée dans différents papiers [68], [69]. Ces papiers présentent le contrôle de « n » machines par « $2n + 1$ » bras [70]. Un nombre plus faible des bras d'onduleurs ne permet pas de contrôler les deux machines indépendamment [71].

Cette mutualisation des bras peut être utilisée afin de rendre le système tolérant aux pannes. Pour une structure avec deux machines pentaphasée alimentées par cinq bras d'onduleur, lors d'une faute sur un des bras, il est possible d'isoler le bras défaillant et de fonctionner avec les 4 bras sains restants (Figure I.4) [69], [72].

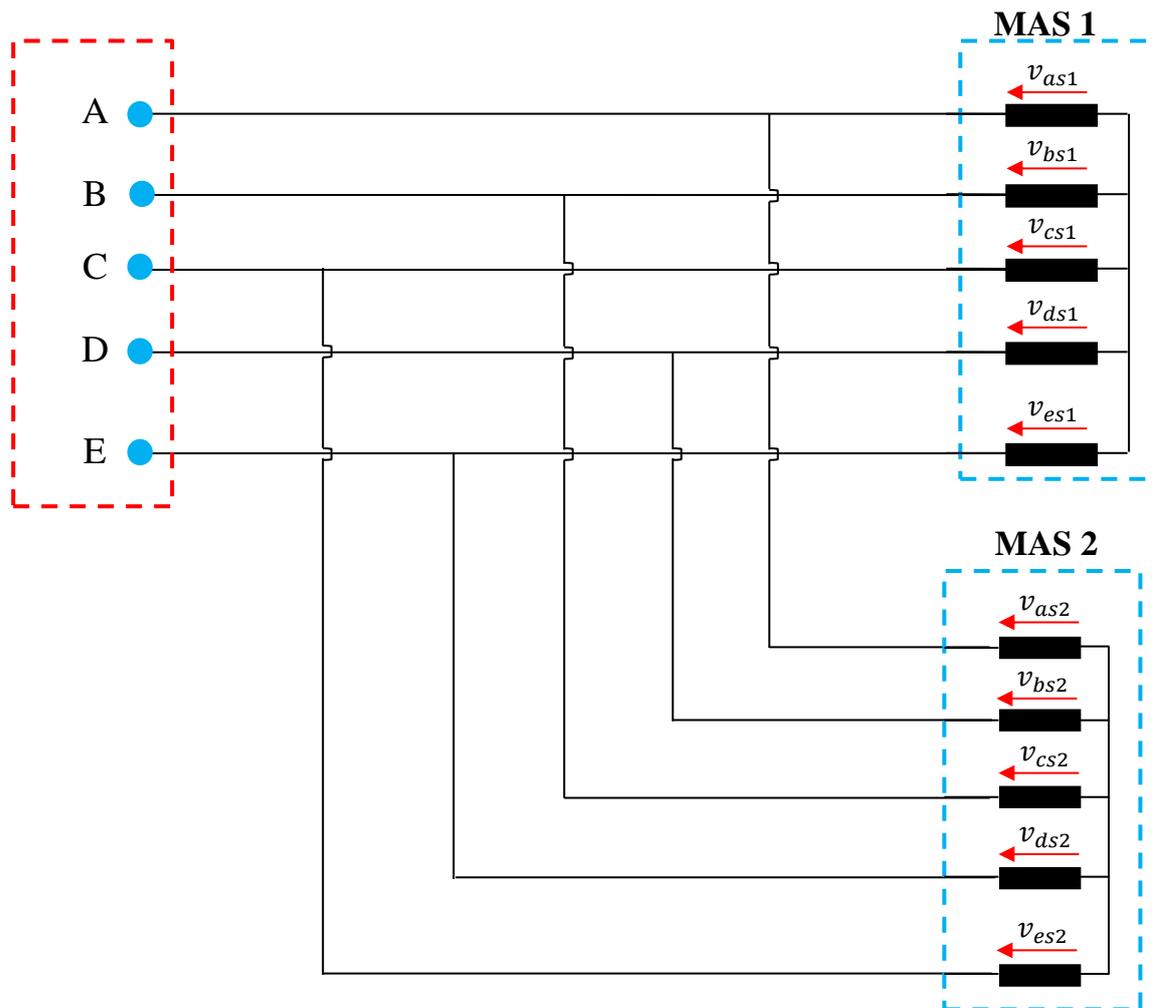


Figure I.4 : Schéma d'une structure 2 machines pentaphasée alimenté par 5 bras d'onduleur. [70]

Cependant, certains problèmes de dimensionnement doivent être surmontés pour l'application de cette structure. Dans le cas de deux machines, les sources de tension et les bras partagés par les deux charges sont dimensionnés pour une puissance 2 fois plus importante, afin d'assurer un fonctionnement sans réduction de la puissance en mode dégradé. Par conséquent, différents papiers cherchent des commandes plus adaptées pour réduire le surdimensionnement du bras commun [70]-[74] et de la source d'énergie [75], [76] ou encore réduire les commutations du bras commun [77].

I.4.2. Couplage électrique en série

La figure I.5 présente un exemple de couplage en série [78]. Cette structure encore peu connue dans le domaine académique et industriel connecte les phases de deux machines pentaphasées en série d'une façon telle que chaque machine puisse être contrôlée indépendamment en couple et en vitesse.

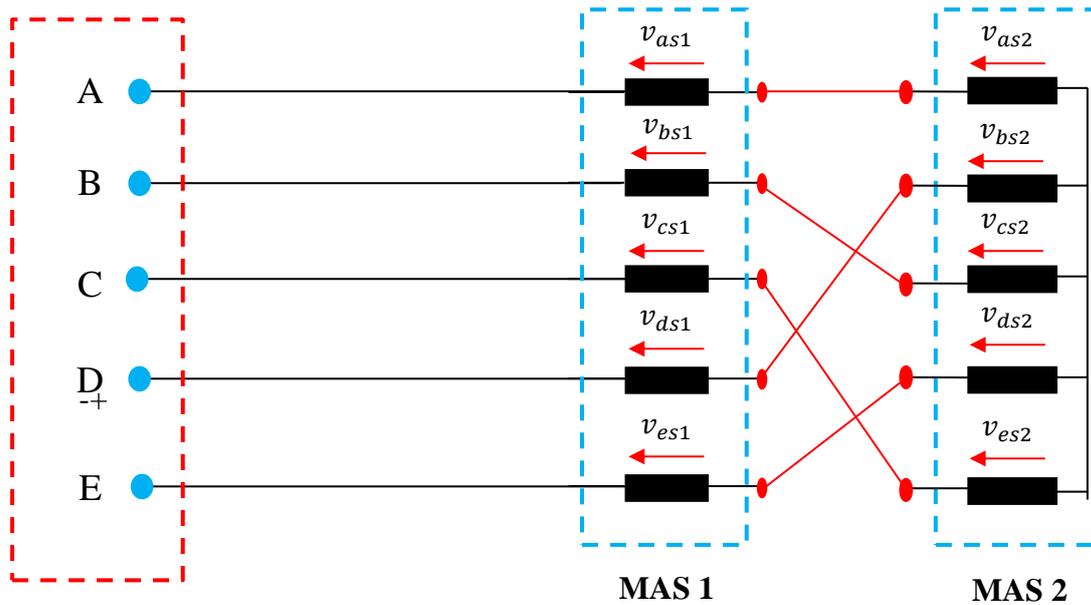


Figure .I. 5 : Deux machines à 5 phases couplées en série.

Dans un contexte de réduction de coût du poids tout en gardant une fiabilité nécessaire pour les applications aéronautiques et aérospatiales, la connexion en série se présente comme une solution intéressante. Le fait de connecter les machines en série mutualise l'onduleur et il en résulte une réduction de moitié du nombre d'interrupteur (transistor, mosfet et IGBT ...) [79], [80]-[84]. Par exemple, sur la figure I.5, deux machines à cinq phases sont alimentées par cinq bras d'onduleur.

De plus, la mise en série augmente les impédances inductives du système, filtrant ainsi certains harmoniques et pouvant alors réduire l'amplitude du courant en mode dégradé. Les applications compatibles à une topologie en série sont celles composées par deux machines qui doivent être contrôlées de façon indépendantes et qui doivent être tolérantes aux défaillances, justifiant ainsi l'utilisation des machines polyphasées. Cette description englobe plusieurs applications multi machines aéronautiques et aérospatiales.

En revanche, ces structures dissipent plus d'énergie en régime permanent parce que la résistance du système est également plus importante et même si une seule machine est en train de tourner, les deux dissipent. On pourrait donc également considérer des applications avec fonctionnement peu fréquent des machines et pour lesquels le coût de l'investissement est prépondérant par rapport au coût d'usage, ce dernier étant défini essentiellement par la consommation d'énergie et donc le rendement.

Enfin, la tension fournie par l'onduleur étant partagée par les deux machines, réduisant la tension disponible à chacune [85], [82], la détermination de la tension d'alimentation du système est plus délicate et de même les contraintes pour la tenue en tension des bobinages plus élevées.

Dans la suite, on cherche à exposer les conditions à vérifier pour obtenir que le contrôle en couple des machines connectées en série puisse effectivement être indépendant.

Premièrement, pour connecter deux machines en série, il faut des machines polyphasées, pour que le système dispose d'assez de DoF pour le contrôle en couple indépendant des deux machines. Classiquement, deux DoF par machine permettent la génération d'un couple constant pour une machine alimentée en régime sinusoïdal. Pour connecter « N » machines en les contrôlant indépendamment, une condition nécessaire est d'avoir plus de « $2N$ » phases par machine parce que le nombre des phases est directement lié au nombre de DoF du système [78], [80], [83], [84]. Ce nombre nécessaire de phases peut être encore supérieur dans le cas de systèmes tolérants aux défaillances, comme c'est le cas de cette étude.

Si on considère à présent le nombre de bras d'onduleur, la connexion en série de deux machines électriques à six phases ne diffère pas de l'alimentation « en parallèle » de deux machines triphasées chacune alimentée par 3 bras. La commande est indépendante dans les deux cas, la différence essentielle entre les deux structures se définit par rapport à la tolérance aux défaillances. Par contre, en [85], une comparaison est faite entre une structure en série et une structure en parallèle en utilisant les mêmes machines polyphasées et le même onduleur. Dans ce cas, la connexion en parallèle présentait un problème de courants non-contrôlables entre les deux machines.

Le premier papier proposant une structure de connexion en série a été publié en 2000 [78] avec un brevet associé. Ce papier démontrait théoriquement et par simulation la possibilité de connecter deux machines en série, tout en gardant une indépendance de la commande. Ensuite certains papiers ont commencé à étudier plus en détail la structure, toujours pour des machines asynchrones [44], [80], [81], [86]-[88].

Une propriété fondamentale qui est mise à profit pour pouvoir contrôler indépendamment les machines polyphasées connectées en série est la suivante. Une machine à « n » phases doit pouvoir être électriquement décomposée en machines électriques diphasé

et/ou monophasé équivalents parmi lesquels une seule machine diphasée est à l'origine du couple lorsque la machine est alimentée en régime sinusoïdal. Dans ce cas si un courant circule dans les autres circuits de la machine à n -phase alors il ne produit pas de couple dans cette machine. Comment faire en sorte qu'un courant circule dans un circuit diphasé équivalent et pas dans un autre ? Cela est possible par la transposition de phases (Figure I.5) qui fait en sorte que l'harmonique fondamental du courant à l'origine du couple pour une machine soit perçu par les autres machines comme circulant dans un de leurs circuits électriques équivalents non productif de couple. Dans le cas de machines asynchrones, dont la FMM (force magnétomotrice) peut être contrôlée, ou des machines synchrones avec FEM sinusoïdale, la propriété fondamentale énoncée au paragraphe précédent est assez bien vérifiée. Si par contre dans une machine, du couple peut être produit avec des harmoniques de courant alors l'indépendance stricte du contrôle des couples n'est plus guère possible.

Grâce à l'avancement des études dans le domaine, [86] a présenté des couplages permettant de contrôler indépendamment « N » machines avec « $2N + 1$ » phases connectées en série, y compris pour certaines machines symétriques 7 à nombre pair de phases. Pour ces machines symétriques, en utilisant la méthode décrite dans [78] et [86] pour trouver les transpositions de phases, une machine à 6 phases symétrique ne pouvait être connectée qu'à une autre à 3 phases [80], [81], [82], [85], [87], [88], [91]. De même, deux machines à 8 phases symétriques ne pouvaient être connectées qu'à une machine à 4 phases [80]. Par contre, il était possible de connecter en série deux machines à 6 phases asymétriques 8 [44], [87], [89].

Une fois vérifiées les nécessaires contraintes topologiques permettant théoriquement le contrôle indépendant, il est nécessaire de réaliser la commande vectorielle du système. Pour les machines asynchrones, considérées dans la plupart des publications sur les machines connectées en série, les hypothèses suffisant à un contrôle indépendant sont facilement vérifiées : il suffit d'avoir une machine avec un coefficient de bobinage significatif uniquement pour le premier harmonique. Pour les machines à aimants permanents, si les forces électromotrices dues aux aimants ne sont pas sinusoïdales, l'obtention d'un contrôle indépendant est plus complexe. Des composantes de compensation doivent être ajoutées au sein du contrôle.

Sachant que le point central d'une topologie en série est la transposition de phases entre les machines, nous allons ci-dessous expliquer la méthode la plus utilisée pour choisir cette transposition.

I.4.2.1 Couplages électriques en série classiques

La transposition consiste à ajouter un angle α lors de la connexion en série. Par exemple, pour une machine à « n » phases, la phase 1 de la première machine est directement connectée à la phase 1 de la deuxième machine. Ensuite, la phase 2 de la première machine est transposée d'un angle « $2\pi/n$ », la connectant donc à la phase 3 de la deuxième machine. Par la suite, les phases 3 et 4 de machine 1 sont transposées respectivement de « $4\pi/n$ » et « $6\pi/n$ » et ainsi de suite jusqu'à ce que toutes les phases de la machine 1 soient connectées à une phase de la machine 2. Ceci est un exemple pour un angle de transposition α égal à « $2\pi/n$ », mais cet angle peut être n'importe quelle autre multiple de « $2\pi/n$ », l'angle entre deux phases d'une machine à « n » phases est donné par équation (I.1).

$$\alpha = (S - 1) \frac{2\pi}{n} \quad (\text{I.1})$$

Le tableau ci-dessous présente les connexions entre deux machines à « n » phases pour différentes valeurs de transposition « S ».

TABLEAU II : Couplage entre deux machines à « n » phases pour différentes valeurs de « S ».

S	1	2	3	n-2	n-1	n
Phases de M1	Phases de M2						
1	1	1	1	1	1	1
2	2	3	4	n-1	n	1
3	3	5	7	n-3	n-1	1
.....
x	x	2x-1	3x-2	(n-2) x-(n-3)	(n-1) x-(n-2)	1
.....
n-2	n-2	n-5	n-8	7	4	1
n-1	n-1	n-3	n-5	5	3	1
n	n	n-1	n-2	3	2	1

En regardant le TABLEAU II, il est possible de conclure que certaines colonnes ne sont pas intéressantes.

- « S » = « n » : Une seule phase de M2 est alimentée, rendant impossible que celle-ci tourne ;
- « S » = 1 : La transposition est en effet nulle, rendant impossible que les deux machines tournent à des vitesses différentes et générant des couples différents l'un de l'autre ;
- « S » = « $n - 1$ » : Ce cas est similaire au cas précédent. A la différence qu'au lieu d'avoir deux machines tournant à la même vitesse, les deux machines tourneraient à des vitesses inversées.

Ainsi, il est possible de dire que « S » peut prendre une valeur de 2 à « $n - 2$ ». Toutes les valeurs de « S » au-dessus de « n » sont redondantes par rapport aux valeurs déjà analysées à cause de la distribution circulaire de la machine tournante. Le TABLEAU III présente ainsi les couplages possibles entre deux machines à 7 phases.

TABLEAU III : Différentes connexions en série pour deux machines à 7 phases.

S	2	3	4	5
Phases de M1	Phases de M2			
1	1	1	1	1
2	3	4	5	6
3	5	7	2	4
4	7	3	6	2
5	2	6	4	7
6	4	2	7	5
7	6	5	3	3

I.4.2.2 Nouveaux couplages électriques en série

Avec la méthode présentée précédemment, certaines machines ne peuvent pas être couplées en série. Par exemple, le TABLEAU IV présente les connexions trouvées pour deux machines à 6 phases symétriques.

TABLEAU IV : Différentes connexions en série pour deux machines à 6 phases symétriques [90].

S	2	3	4
Phases de M1	Phases de M2		
1	1	1	1
2	3	4	3
3	5	1	5
4	1	4	1
5	3	1	3
6	5	4	5

Il est visible, qu'aucune connexion ne permet d'alimenter toutes les 6 phases de la machine 2. Pour cela, plusieurs papiers [80], [81], [83], [84], [87], [88], [91] proposent une connexion entre une machine à 6 phases symétrique et une machine à 3 phases.

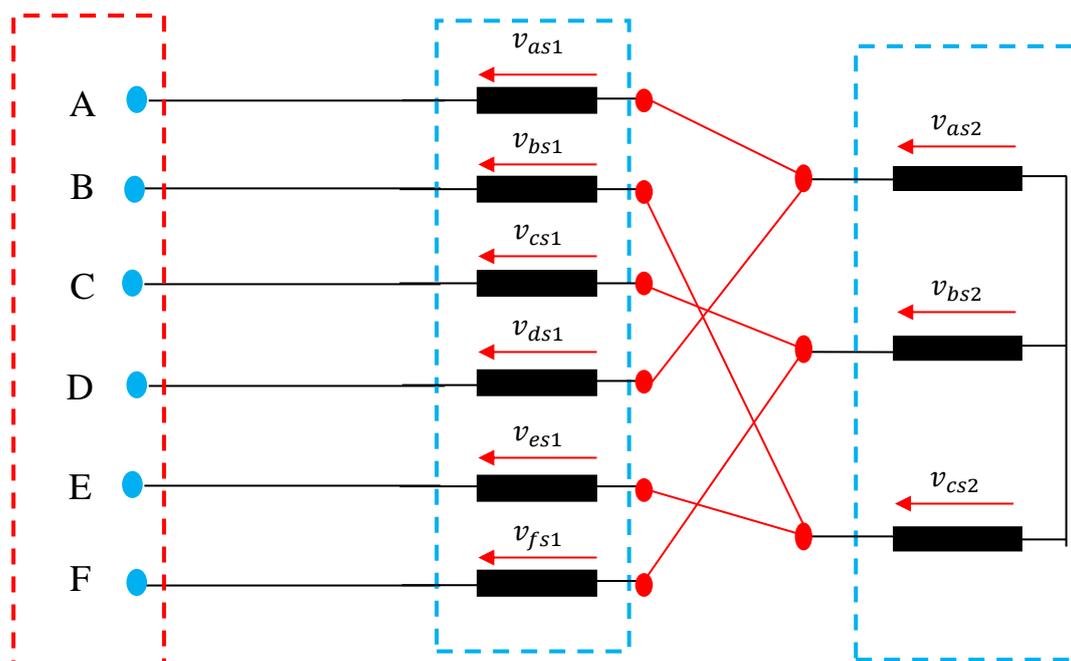


Figure I. 6 : Couplage entre une machine à 6 phases et une machine à 3 phases

I.4.2.2.1 Machines à nombre impair de phases

Les machines polyphasées à nombre n impair de phases, et qui sont connectées à une source d'alimentation, doivent répondre à certaines conditions. En effet, le nombre de machines à connecter en série ainsi que leur nombre de phases dépendent du nombre « n » selon les trois cas suivants [92], [93].

- **Le nombre de phase « n » est un nombre premier**

Le nombre de machines à connecter en série selon la transposition de phases est donné par :

$$k = \frac{n-1}{2} \tag{I. 2}$$

Le nombre de phases de « k » machines est identique à « n ». Les machines considérées pour ce cas sont : $n = 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 29, 31, 37, 41, 43, 47 \dots$

Par exemple, La procédure de connexion des machines heptaphasées ($n = 7$) en série est donnée par la figure (I.7), dont le nombre des machines est trois :

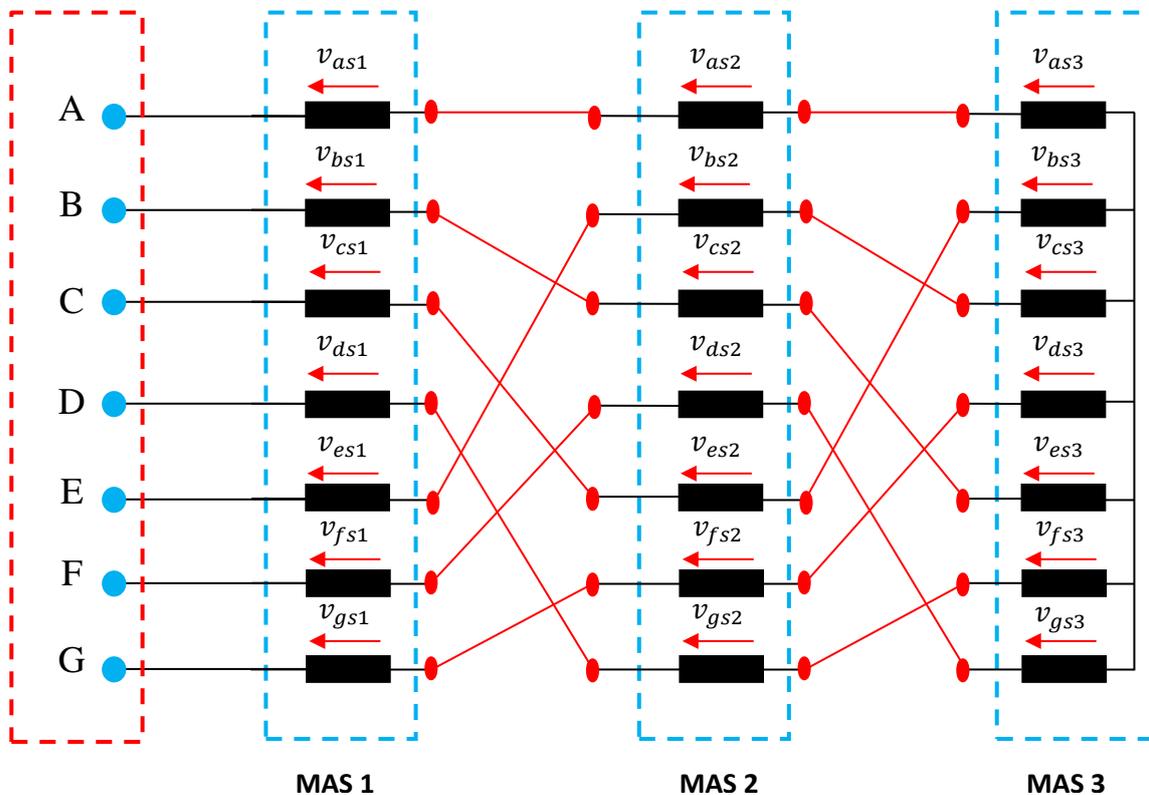


Figure I.7 : Schéma de connexion en série de trois machines heptaphasées.

- **Le nombre de phase « n » n'est pas un nombre premier**

Le cas où le nombre de phases « n » n'est pas un nombre premier, mais satisfait la condition :

$$n = 3^m, m = 2, 3, 4 \dots \tag{I. 3}$$

Le nombre des machines à connecter en série est déterminé par l'expression (I.2).

Cependant, les « k » machines n'ont pas le même nombre de phases dans ce cas.

Pour $m > 1$, le nombre de phases des machines connectées en série est donné par :

$$\xi = n, \frac{n}{3}, \frac{n}{3^2}, \dots, \frac{n}{3^{(m-1)}} \quad (\text{I. 4})$$

Ce cas peut être généralisé pour tout nombre de phases n égale à :

$$n = 1^m, m = 2, 3, 4 \dots \quad (\text{I. 5})$$

Les machines de cette catégorie sont : $n=9, 25, 27, 49, 81, 121, 125, 169, 243 \dots$

Un exemple traité dans ce cas concerne une machine ennephasée ($n = 9$). La procédure de connexion en série est montrée sur la figure (I.8), dont le nombre des machines est trois de ($n = 9$) et une de ($n = 3$).

Un autre cas possible, lorsque le nombre de phases « n » n'est pas un nombre premier et n'est pas divisible par le nombre l^m :

Le nombre de phases « n » est donc divisible par deux de nombres premiers ou plus (par exemple, pour ($n = 15$), les deux nombres premiers sont 3 et 5). Notons que les nombres premiers obtenus par cette propriété c'est le nombre de machines à connecter en série est donc :

$$k < \frac{n-1}{2} \quad (\text{I. 6})$$

Pour ce cas, certaines machines possèdent un nombre de phases égale à « n » et d'autres prennent n_1, n_2, n_3, \dots , avec $n = n_1 \cdot n_2 \cdot n_3 \dots$

Les machines de cette catégorie sont : $n= 15, 21, 33, 35, 39, 45, 51, 55, 57, 63, 65, 69, 75, 77, \dots$

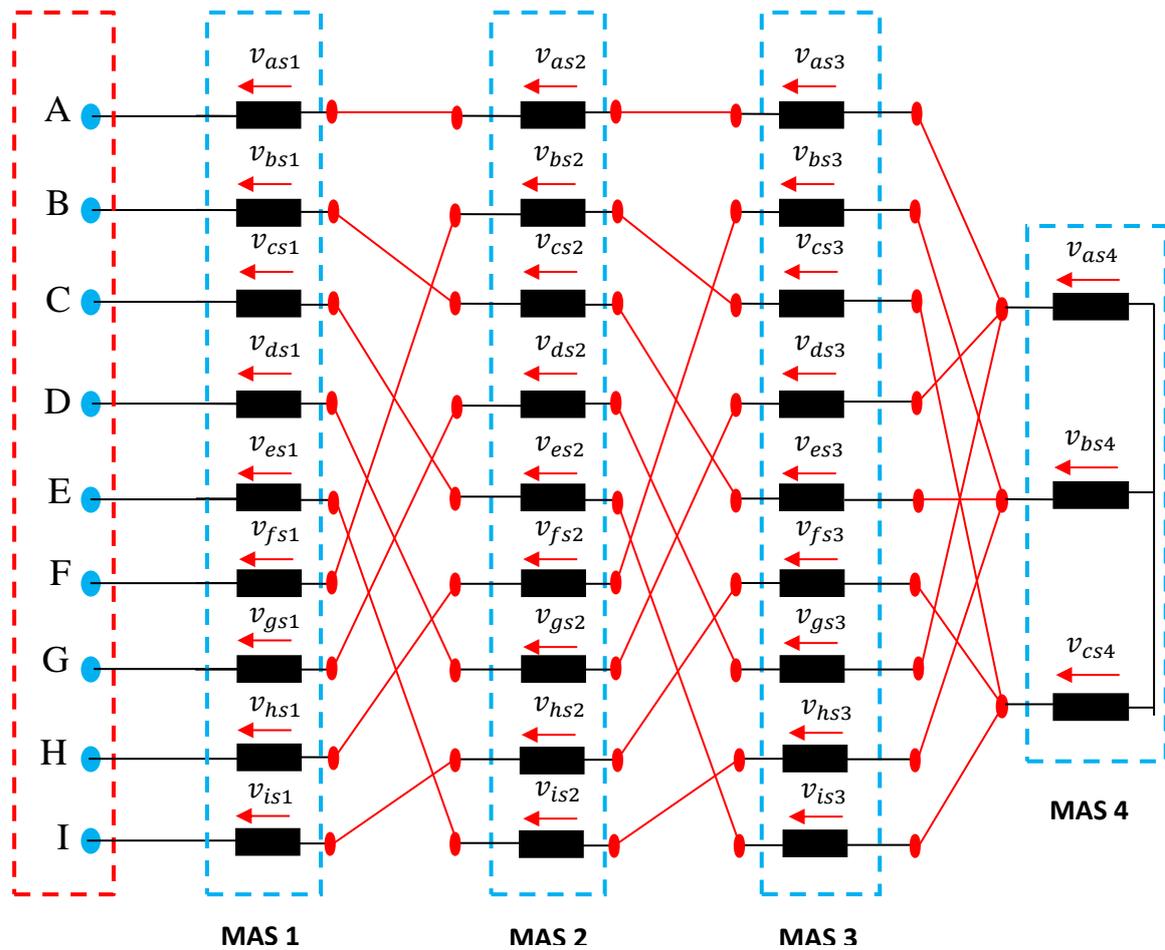


Figure I.8 : Schéma de connexion en série des machines enneaphasée avec une machine triphasée.

I.4.2.2.2 Machines à nombre pair de phases

Considérons une machine polyphasée à nombre pair de phases associée à une source d'alimentation. Trois cas qui peuvent surgir, selon la nature du nombre de phases « n » [94].

- Le nombre « $n/2$ » est un nombre premier

Les machines qui peuvent connecter en série sont dénombrées par :

$$k = \frac{n-2}{2} \tag{I. 7}$$

On peut aussi définir le nombre de phases de chaque machine connectée en série :

- $\xi = k/2$ Machines de « n » phases ;
- $\xi = k/2$ Machines de « $n/2$ » phases.

Les machines de cette catégorie sont : $n = 6, 10, 14, \dots$

Le nombre minimum de phases à connecter en série pour ce cas est ($n = 6$). En effet, la procédure de connexion pour ce type de machine avec une machine triphasée est donnée par [94].

La figure (I.9), représente le diagramme de connexion de ce système multi-machines.

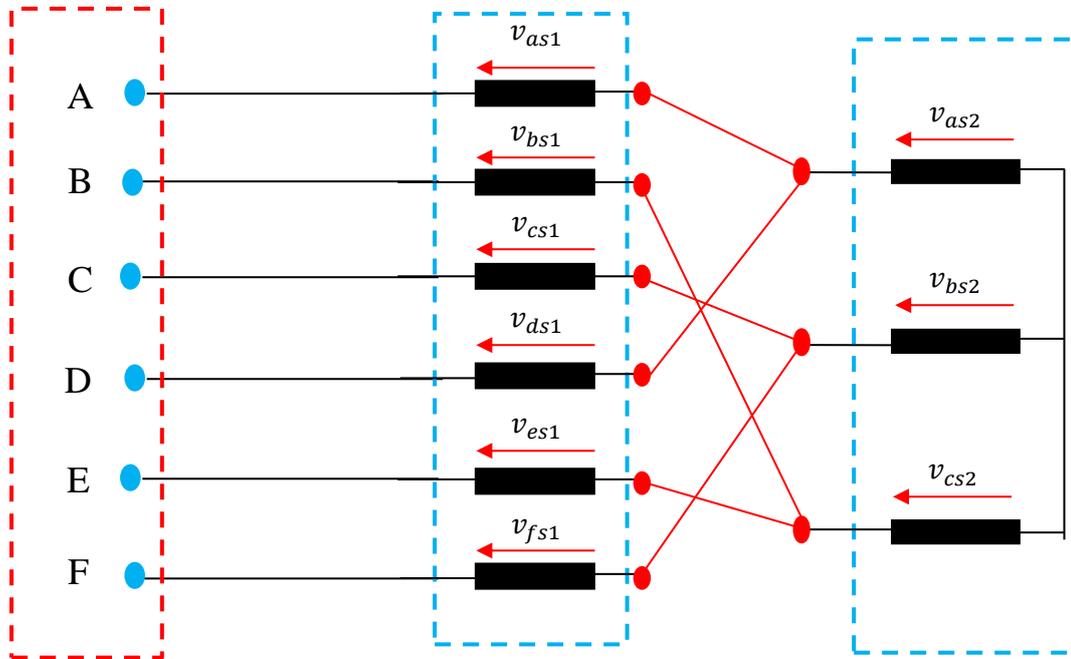


Figure I.9 : Schéma de connexion en série d'une machine hexaphasée avec une machine triphasée.

- **Le nombre « $n/2$ » n'est pas un nombre premier**

On suppose maintenant le nombre de phases « n », tel que « $\frac{n}{2}$ » n'est pas un nombre premier, mais satisfait la condition suivante :

$$n = 2^m, m = 3, 4, 5 \dots \quad (\text{I. 8})$$

Alors, le nombre de machines connectées en série est défini par l'équation (I.7).

Le nombre de phases des machines connectées en série est :

$$\xi = n, \frac{n}{2}, \frac{n}{2^2}, \dots, \frac{n}{2^{(m-1)}} \quad (\text{I. 9})$$

Les machines considérées dans ce cas sont : $n = 8, 16, 20, 32, \dots$

- **Le nombre « n » est un nombre pair quelconque**

Dans le cas où « n » est un nombre pair quelconque, le nombre de machines qui peuvent être connectées en série est :

$$k < \frac{n-2}{2} \quad (\text{I. 10})$$

Et le nombre de phases correspondant est :

$$\xi = n, \frac{n}{2}, \frac{n}{3}, \frac{n}{4}, \dots \quad (\text{I. 11})$$

Remarque : Le nombre de phases de chaque machine doit être un nombre entier (cas réel).
Ce groupe contient les machines suivantes : $q = 12, 18, 20, \dots$

I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a élaboré le concept de systèmes multi-machines, expliqué l'importance de ces systèmes dans de nombreux domaines de l'industrie et expliqué les avantages et les inconvénients de ces systèmes. De plus ; on a étudié les types de connexions de ces systèmes multi-machines (série et parallèle), clarifiant à la fois leurs avantages et leurs inconvénients. On conclue que parmi les différentes structures des machines trouvées dans la littérature, celles avec des machines connectées électriquement en série représentent une réduction significative du nombre d'interrupteurs (transistor, MOSFET et IGBT), ce qui les rend capables de réduire le poids et le coût de convertisseur. De plus, la connexion en série des machines polyphasées permet de d'améliorer la tolérance aux pannes de système.



Chapitre II :

Pronostic des défauts des machines électriques.



Chapitre II

Pronostic des défauts des machines électriques.

II.1. Introduction

L'étude des défauts dans les dispositifs électriques est un domaine qui a pris une place importante depuis que les exigences de fiabilité, de sûreté et de disponibilité sont devenues assez sévères dans les systèmes industriels. En effet, la continuité de service est une qualité importante et incontournable que doit avoir tout système de nos jours pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. Les éléments d'un système sont interdépendants si bien qu'un défaut dans un élément peut entraîner l'arrêt total du système et ce type de situations a un coût non négligeable dans certaines applications [95]. Nous pouvons imaginer, par exemple, un défaut dans le système de propulsion d'un navire de croisière en pleine mer avec quelques milliers de passagers. L'armateur et le concepteur du navire doivent faire en sorte qu'une telle situation ne puisse pas se produire en aucun cas. D'autres situations peuvent être imaginées, telle qu'une panne importante dans les systèmes de navigation d'un avion en plein vol.

Cette étude peut être menée suivant différentes approches selon l'angle sous lequel on se place. Lorsque le système est déjà mis en place, il est plus adéquat de prévoir des outils de surveillance ou de diagnostic permettant de déceler un début de défaillance dans un temps raisonnable pour pouvoir y remédier. Une autre approche consisterait à prévoir et à dimensionner le système pour réduire le taux de pannes à un niveau le plus bas possible soit par la redondance des équipements soit par la conception d'architectures tolérantes aux défauts [95]. Cette approche a été menée au laboratoire à travers l'étude de quelques architectures d'ensembles convertisseur-machine à multicanaux. L'autre approche consisterait en une modélisation des systèmes, en particulier les machines électriques, en présence d'un défaut afin de prédire le plus fidèlement possible son comportement dès l'apparition d'un défaut. Le but étant de prévoir un arrêt du système si le défaut est dangereux ou alors de modifier les lois de commande intégrant ce défaut si la machine peut fonctionner même en présence de ce défaut. Cette modélisation peut être conduite avec des modèles internes basés sur le calcul de la répartition des champs électromagnétiques dans la machine

ainsi que son éventuelle distorsion suite au défaut. Elle peut encore être menée via des modèles externes dont les paramètres sont identifiables par des méthodes bien définies. En pratique et en finalité, il est toujours souhaitable d'avoir un modèle le plus simple et le plus rapide et le plus représentatif possible du système.

Dans ce chapitre présent les défaillances les plus fréquentes dans la machine asynchrone et dans l'onduleur sera énuméré. Ces défaillances peuvent provoquer des défauts et par conséquent des arrêts intempestifs préjudiciables au bon fonctionnement du système ainsi qu'à la sécurité des solutions existantes dans la littérature seront présenté.

II.2. Les défaillances dans les machines électriques

On désigne par défaillance dans les machines électriques tout incident donnant lieu à un comportement anormal de la machine et qui peut à court ou long terme provoquer son endommagement. Les défaillances peuvent être d'origines diverses, électriques, mécaniques ou bien encore magnétiques. Leurs causes sont multiples et peuvent être classées en trois groupes [95] :

- *les générateurs de pannes ou initiateurs de défauts* : surchauffe du moteur, défaut électrique (court-circuit), survoltage d'alimentation, problème d'isolation électrique, usure des éléments mécaniques (roulements à billes), rupture de fixations,
- *les amplificateurs de défauts* : surcharge fréquente, vibrations mécaniques, environnement humide, échauffement permanent, mauvais graissage, vieillissement,
- *les vices de fabrication et les erreurs humaines* : défauts de fabrication, composants défectueux, protections inadaptées, mauvais dimensionnement de la machine,

II.3. Quelques statistiques

Une étude statistique, effectuée en 1988 par une compagnie d'assurance allemande de systèmes industriels [96] sur les pannes des machines asynchrones de moyenne puissance (de 50 kW à 200kW) a montré que 60% des pannes se situent au stator, 22% au rotor et le reste (18% dans les autres régions de la machine telles que les roulements, les borniers, ... etc (figure II-1).

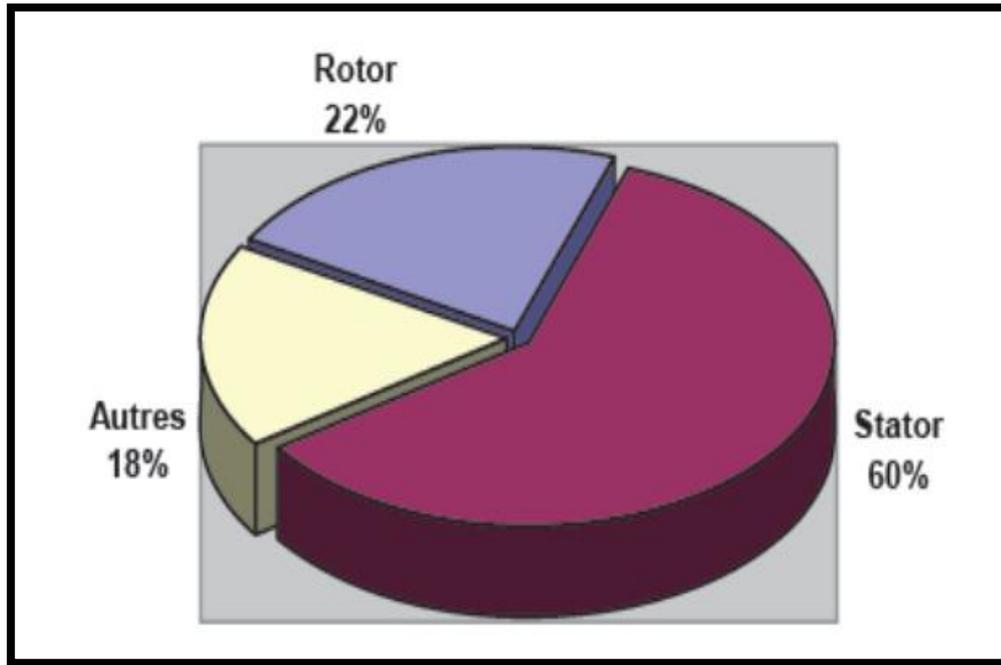


Figure. II.1 : Proportion des défauts dans les machines asynchrones de moyenne puissance [96]

D'autre part, les mêmes études montrent qu'entre 1973 et 1988, les défauts au stator sont passés de 78% à 60% et les défauts au rotor sont passés de 12% à 22%. Ces variations sont dues à l'amélioration des isolants sur cette période. La répartition des défauts dans les différentes parties de la machine est donnée sur la figure suivante :

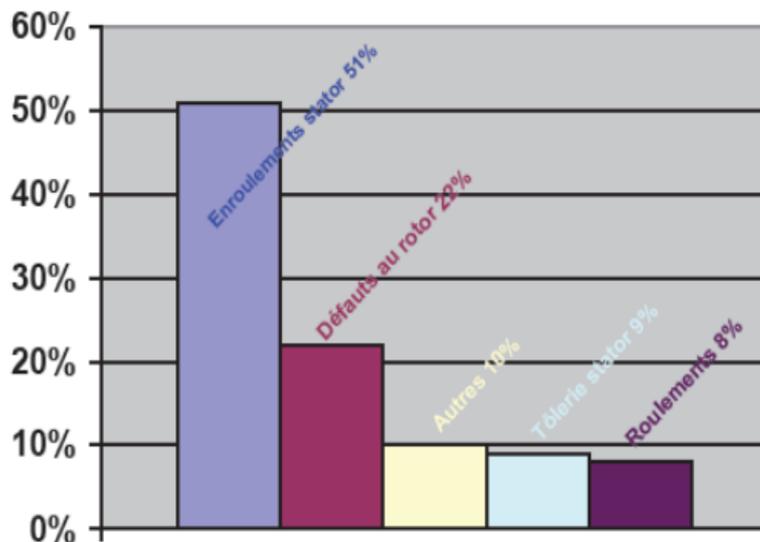


Figure II.2 : Répartition des pannes sur les machines de faibles et moyennes puissances [96].

Une autre étude statistique [97] faite sur des machines de grande puissance (de 100 kW à 1 MW) a montré que pour cette gamme de puissance, les défauts les plus fréquentes se situent sur les roulements. Le stator et le rotor sont le siège de 12% et 8% des pannes respectivement (Figure II.3). Les contraintes mécaniques sont plus grandes pour ces types de machines ce qui explique le taux élevé des défauts dues aux roulements. Celles-ci exigent une maintenance mécanique accrue.

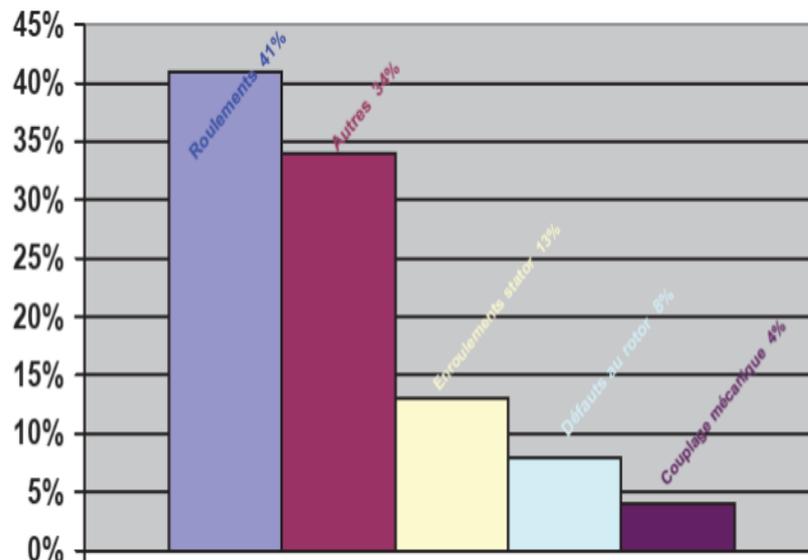


Figure II.3 : Répartition des pannes sur les machines de fortes puissances [97].

Ces exemples, nous remarquons que les défauts dans le stator sont plus fréquents dans les machines de moyenne puissance. Evidemment, ces statistiques évoluent avec le type de machines, le type d'alimentation, par exemple l'alimentation par onduleur, l'augmentation de la vitesse, et l'environnement de fonctionnement de la machine qui peut être plus ou moins hostile.

Ceci s'explique « peut être » par le manque de place pour renforcer l'isolation des bobinages d'une part ou alors l'augmentation d'autres types des défauts pour les grandes puissances telle que les roulements comme nous venons de le signaler.

Il est à noter qu'actuellement les machines électriques synchrones ou asynchrones sont souvent alimentées par des onduleurs de tension dont la fréquence de commutation de leurs composants augmente de plus en plus. Les bobinages de ces machines subissent des surtensions et des dv/dt de niveaux plus élevés, ce qui entraîne le vieillissement prématuré

de leur isolant et augmente ainsi le taux d'apparition de défauts électriques dans ces bobinages notamment ceux statoriques.

II.4. Défaillances des roulements mécaniques

Les roulements à billes jouent le rôle d'interface mécanique entre le stator et le rotor. En outre, ils représentent l'élément de maintien de l'axe de la machine permettant d'assurer une bonne rotation du rotor. Dans l'article [97], l'auteur présente la plupart des défauts survenant dans les roulements des moteurs à induction ainsi que les raisons de leur vieillissement.

Comme il a été présenté précédemment, ce type de défaut est le plus fréquent sur les machines de fortes puissances. Il est généralement lié à l'usure des roulements et plus précisément une dégradation des billes, ou de la bande de roulement. Ses causes possibles sont l'usure due au vieillissement, une température de fonctionnement élevée, la perte de lubrification, l'huile contaminée (par des paillettes métalliques issues de la dégradation des billes ou de la bande de roulement), le défaut de montage, les courants d'arbres. [98]-[100]

Ce type de défaut se traduit par des oscillations du couple de charge, une apparition de pertes supplémentaires et un jeu entre la bague interne et la bague externe du roulement entraînant des vibrations par les déplacements du rotor autour de l'axe longitudinal de la machine. Dans le cas le plus défavorable, la présence d'un roulement défectueux peut amener au blocage du rotor.

II.4.1. Défaillances au rotor

Pour le rotor, les défaillances sont essentiellement dues à un problème [101]-[103] :

- thermique (surcharge,...)
- électromagnétique (force en $B^2(t)$...)
- résiduel (déformation,...)
- dynamique (arbre de transmission,...)
- environnemental (agression,...)

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du rotor, peuvent être définis comme suit :

- Rupture de barres dans les machines asynchrones

- Rupture d'une portion d'anneau de court-circuit dans les machines asynchrones
- Excentricité statique et dynamique
- Désaimantation (MSAP)

II.4.1.1. Ruptures de barres dans les machines asynchrones

La cassure ou bien rupture de barre est un des défauts les plus courants au rotor. Elle peut se situer soit au niveau de son encoche soit à l'extrémité qui la relie à l'anneau de court-circuit. La détérioration des barres réduit la valeur moyenne du couple électromagnétique et augmente l'amplitude des oscillations, qui elles-mêmes provoquent des oscillations de la vitesse de rotation, ce qui engendre des vibrations mécaniques et donc, un fonctionnement anormal de la machine. La grande amplitude de ces oscillations accélère la détérioration de la machine [104], [105]. Ainsi, le couple diminue sensiblement avec le nombre de barres cassées induisant un effet cumulatif de la défaillance. L'effet d'une cassure de barre croît rapidement avec le nombre de barres cassées [106].

II.4.1.2. Ruptures d'anneaux

La rupture d'une portion de l'anneau de court-circuit dans une machine asynchrone à cage, est un défaut qui apparaît aussi fréquemment que la cassure de barres. Ces ruptures peuvent être dues à des bulles de coulées ou aux dilatations différentielles entre les barres et les anneaux. Comme il est difficile de le détecter, ce défaut est généralement groupé, voire confondu, avec la rupture de barres dans les études statistiques [107]. Ces portions d'anneaux de court-circuit véhiculent des courants plus importants que ceux des barres rotorique. De ce fait, un mauvais dimensionnement des anneaux, une détérioration des conditions de fonctionnement (température, humidité,...) ou une surcharge de couple et donc de courants, peuvent entraîner leur cassure. La rupture d'une portion d'anneau déséquilibre la répartition des courants dans les barres rotorique et de ce fait, engendre un effet de modulation d'amplitude sur les courants statoriques similaire à celui provoqué par la cassure de barres [107], [108].

II.4.1.3. Excentricité statique et dynamique

Parfois, la machine électrique peut être soumise à un décentrement du rotor, se traduisant par des oscillations de couple (décalage entre le centre de rotation de l'arbre et le centre du rotor). Ce phénomène est appelé excentricité (statique et dynamique) dont l'origine

peut être liée à un positionnement incorrect des paliers lors de l'assemblage, à un défaut roulement (usure), à un défaut de charge, ou à un défaut de fabrication (usinage) [109].

Trois cas d'excentricité [110], [111] sont généralement distingués :

- l'excentricité statique, le rotor est déplacé du centre de l'alésage stator mais tourne toujours autour de son axe
- l'excentricité dynamique, le rotor est positionné au centre de l'alésage mais ne tourne plus autour de son axe
- l'excentricité qu'on pourrait qualifier de 'mixte', associant les deux cas précédemment cités

Ce défaut modifie les comportements magnétique et mécanique de la machine. En effet, l'augmentation de l'excentricité dans l'entrefer induit une augmentation des forces électromagnétiques qui agissent directement sur l'armature statoriques ainsi que l'enroulement correspondant, ce qui engendre une dégradation de son isolation. D'autre part, cette augmentation peut avoir comme conséquence des frottements entre le stator et le rotor en raison des forces d'attraction magnétique qui déséquilibrent le système. Ceci donne naissance à des niveaux de vibration considérables dans les enroulements [109].

II.4.1.4. Désaimantation

Une des problématiques importantes des actionneurs associé avec les aimant permanents (AP) est la désaimantation des AP. la désaimantation pour les machines à aimants est liée aux pertes au rotor et l'échauffement des aimants, accentuée par un niveau élevé de réaction induit.

Aujourd'hui, la plupart des travaux sur ce sujet concernent le comportement des AP en charge et leur capacité à supporter un champ de réaction magnétique d'induit intense dû à de forts courants. Pourtant, il existe aussi un risque de désaimantation lorsque l'inducteur n'est pas assemblé avec l'induit.

Principalement, on peut distinguer deux situations concrètes. La première concerne le collage des AP de type Nd-Fe-B frittés ou composites (plasto-néodymes). Pour ce dernier type de matériau, l'induction rémanente, et le champ de rigidité limite, décroissent avec la température de fonctionnement de l'AP. Durant la polymérisation de la colle, un passage en étuve peut amener l'inducteur à une température supérieure à 100°C, entraînant une

démagnétisation partielle des AP à cause du champ démagnétisant dans l'air. La seconde situation est celle des moteurs à stator réparti en secteurs tels que celui présenté dans. Ce type de moteur présente notamment l'avantage de la modularité, mais, durant une partie de la période de fonctionnement, les AP sont soumis au champ démagnétisant dans l'air. L'utilisation d'AP de type ferrite ou en plasto-ferrite pose alors un problème à basse température, car, pour ce type de matériau, le module du champ coercitif décroît avec la température.

II.4.2. Défaillances au stator

L'armature statoriques, munie de son bobinage est une partie de la machine qui subit beaucoup de contraintes et dont les effets sont plus importants à cause de la complexité de la structure et la fragilité de certaines parties telles que les isolants. Pour le stator, les défaillances sont principalement dues à un problème [101] :

- **Thermique** : l'isolation est conçue pour avoir une certaine durée de vie à la température nominale. Toutefois, si la température augmente au-dessus de cette température de fonctionnement, la durée de vie raccourcit rapidement (Figure II.4). Cette augmentation de la température peut être due à une variation de tension ou de déséquilibre, à la répétition des démarrages dans un court laps de temps, à des surcharges, à une mauvaise ventilation ou alors à une haute température ambiante [101].
- **Electrique** : Une tension supérieure à la valeur nominale ou de hautes valeurs de dV/dt du à l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du convertisseur statique, vont conduire à la dégradation du diélectrique assurant l'isolation des bobines. La présence d'un fort champ électrique interne conduira à des décharges partielles dans les cavités de l'isolant. Il en résulte des spots carbonisés dans l'isolation. Ces spots causent des déformations du champ électrique (augmentation dans la région du défaut) [101].
- **Mécanique** : les démarrages répétitifs de machine ont pour conséquence d'augmenter la température dans le cuivre (bobinage statoriques et cage). Cet effet cyclique provoque des dilatations et contractions répétitives de l'isolant. Cela pourrait entraîner des fissures dans l'isolant qui peuvent se propager et provoquer un début de court-circuit interne. Les efforts mécaniques sur les tôles et les conducteurs ont des composantes alternatives qui provoquent des

vibrations de la structure [101], [112]. Ces vibrations provoquent l'érosion et l'abrasion de l'isolant entraînant leur détérioration. Une modélisation assez fine de ces phénomènes est présentée dans [113].

- **Environnemental** : La présence d'humidité ou de produits chimiques dans l'air ambiant peut détériorer la qualité de l'isolation et conduire à défaut d'enroulement. Le début de la dégradation entraîne des courants de fuites qui accélèrent la détérioration de l'isolant jusqu'au court-circuit franc. Une autre conséquence est la création de l'ozone et les oxydes d'azote qui peuvent se combiner avec l'humidité pour former de l'acide nitrique, qui détruit l'isolant [114].

Les défauts qui sont les plus récurrents, localisés au niveau du stator, peuvent être définis comme suit : défaut d'isolant, court-circuit entre spires, court-circuit entre phases, court-circuit entre phase et bâti, déséquilibre d'alimentation, défaut de circuit magnétique.

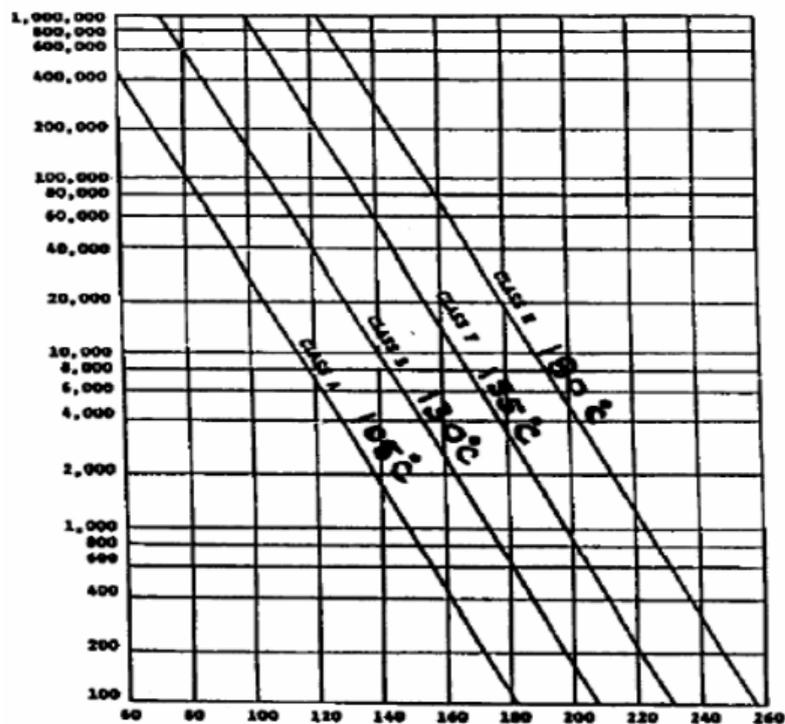


Figure II.4 : Durée de vie en fonction de la température de fonctionnement [101]

II.4.2.1. Défauts d'isolant dans un enroulement

La dégradation des isolants dans les enroulements peut provoquer des court-circuités. En effet, les différentes pertes (Joule, fer, mécanique,...) engendrent une augmentation de la température des différents constituants du moteur. Or les matériaux d'isolation ont une limite de température, de tension et mécanique. Dans ce cas, un court-circuit peut apparaître dans l'enroulement concerné [101]. Les différentes causes pour ce type de défaut sont :

- dégradation de l'isolant à la fabrication.
- tension de l'enroulement supérieure à la limite du matériau d'isolation.
- courant élevé dans l'enroulement dû à un court-circuit, un défaut du convertisseur, une surcharge.
- vibrations mécaniques.
- vieillissement naturel des isolants. Tous les matériaux isolants ont une durée de vie limitée. Même dans une utilisation normale, l'isolant finit naturellement par se dégrader.
- fonctionnement dans un environnement sévère.

Lorsque le défaut de l'isolant se crée sur une spire, le courant de défaut circule entre le cuivre de cette spire et la tôle du stator (défaut phase - masse). Il peut aussi circuler entre deux spires d'une même phase si l'isolant qui les sépare est détérioré (défaut entre-spires). Dans le cas des bobinages à deux couches, une même encoche peut contenir des conducteurs de deux phases différentes. La détérioration simultanée et dans une même zone, des isolants de ces deux bobines provoque un contact électrique entre deux spires de deux phases différentes (défaut phase-phase). Ce type de défaut peut aussi exister dans les bobinages à une couche au niveau des têtes de bobines où les conducteurs de deux phases différentes peuvent entrer en contact. La topologie du circuit électrique est ainsi influencée par ces défauts.

II.4.2.2. Court-circuit entre spires

Un court-circuit entre spires de la même phase est un défaut assez fréquent. Ce défaut a pour origine un ou plusieurs défauts d'isolant dans l'enroulement concerné. Il entraîne une augmentation des courants statoriques dans la phase affectée, une légère variation de l'amplitude sur les autres phases, modifie le facteur de puissance et amplifie les courants dans le circuit rotorique dans le cas des machines asynchrones [101], [115]. Ceci a pour

conséquence une augmentation de la température au niveau du bobinage et de ce fait, une dégradation accélérée des isolants, pouvant provoquer ainsi, un défaut en chaîne (apparition d'un 2^{ème} court-circuit). Par contre, le couple électromagnétique moyen délivré par la machine reste sensiblement identique hormis une augmentation des oscillations de couple liées au déséquilibre des courants de phases engendré par le défaut [116].

II.4.2.3. Court-circuit entre phases

Ce type de défaillance peut arriver en tout point du bobinage, cependant les répercussions ne seront pas les mêmes selon la localisation. Cette caractéristique rend difficile une analyse de l'incidence de ce défaut sur le système.

L'apparition d'un court-circuit proche de l'alimentation entre phases, induirait des courants très élevés qui conduiraient à la fusion des conducteurs d'alimentation et/ou à la disjonction par les protections. D'autre part, un court-circuit proche du neutre entre deux phases a de moins graves conséquences ; il engendre un déséquilibre des courants de phases avec un risque moindre de la fusion des conducteurs.

Les courants statoriques sont totalement déséquilibrés et ce déséquilibre dépend de la localisation du défaut. Dans le cas des machines asynchrones, les courants dans les barres ainsi que dans les anneaux sont augmentés lors de l'apparition de ce type de défaut. La détection de ce type de défaut peut reposer sur le déséquilibre des courants de phases [117].

II.4.2.4. Court-circuit avec le bâti [118]

Le bâti a généralement un potentiel flottant, mais pour des raisons de liaisons mécaniques, il est souvent relié à la masse. Si le potentiel est flottant, un court-circuit entre l'enroulement et le bâti n'a pas d'importance du point de vue matériel, excepté les effets capacitifs, le bâti prend alors le potentiel de l'enroulement à l'endroit du court-circuit. Par contre, au niveau de la sécurité des personnes, ce type de défaut peut être très dangereux et il est alors nécessaire de mettre en place des dispositifs de protection (disjoncteurs différentiels).

En présence de ce type de défaillance, la tension de la phase concernée ne change pas. Cependant le courant circulant dans cette phase augmente avec la réduction de la résistance et de l'inductance. Cette augmentation du courant se traduit par une augmentation de la température pouvant entraîner des défauts d'isolant dans l'enroulement. De plus, cette défaillance va générer une composante homopolaire entraînant l'apparition d'un couple pulsatoire. Une mesure du courant de fuite pourrait permettre de détecter ce type de défaut.



Ouverture d'une phase



Court-circuit entre phases



Déséquilibre de l'alimentation



Damage dû à la surcharge



Masse dans l'encoche

Dégradation causée par une surtension

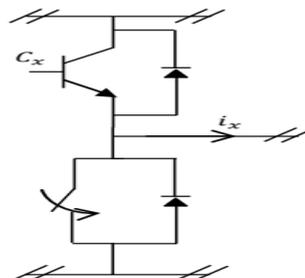
Figure II.5 : Différents défauts statoriques de la machine asynchrone

II.4.3. Défaillances du convertisseur

L'onduleur de tension qui alimente la machine asynchrone a trouvé la plus grande application dans le domaine des variateurs de vitesse. Toutefois, comme cela est courant avec la plupart des variateurs de vitesse des machines électriques, la fiabilité de ce type de système souffre surtout de la défaillance des dispositifs semi-conducteurs de l'onduleur. Dans la plupart des cas, la défaillance se traduirait par l'arrêt du système d'entraînement.

II.4.3.1. Court-circuit sur un interrupteur

Sur un onduleur triphasé à trois bras, un court-circuit sur un interrupteur (Figure II.6) empêche tout fonctionnement. Ce court-circuit rend inutilisable un des bras car si le deuxième interrupteur de ce même bras est commandé, la source serait alors court-circuitée. La conséquence principale de la mise en court-circuit d'un des transistors sur le fonctionnement de l'onduleur est l'apparition de deux chemins de circulation incontrôlable du courant, ceux-ci passant par les diodes contenues dans les interrupteurs (Fig. II.7). [119]

**Figure II.6 : Court-circuit sur un interrupteur d'un des bras**

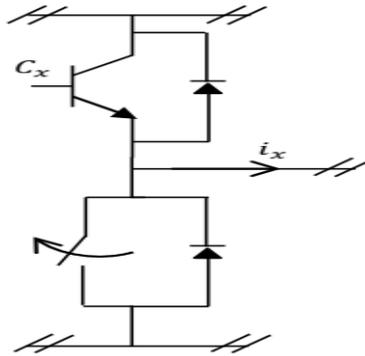


Figure II.7 : Chemins incontrôlables de circulation du courant en cas de court-circuit d'un interrupteur

Lorsque la configuration des courants rend une de ces diodes passante, un couple de freinage non négligeable est créé, empêchant la création d'un couple utile significatif. Un onduleur classique, ne présentant donc pas de structure tolérante à cette faute, ne peut plus assurer sa fonction.

II.4.3.2. Circuit ouvert sur un interrupteur

Un interrupteur bloqué en ouverture (Fig. II.8) n'a pas les mêmes conséquences qu'un interrupteur en court-circuit. Un tel scénario peut arriver par exemple si l'interrupteur ne reçoit plus les commandes de fermeture. Ce cas présente l'avantage de ne pas court-circuiter la diode mise en parallèle dans l'interrupteur, n'empêchant donc pas complètement le fonctionnement du moteur. Il est rapidement possible d'imaginer les conséquences de cette faute sur la production de couple si les autres interrupteurs sont toujours commandés normalement [118], [119].

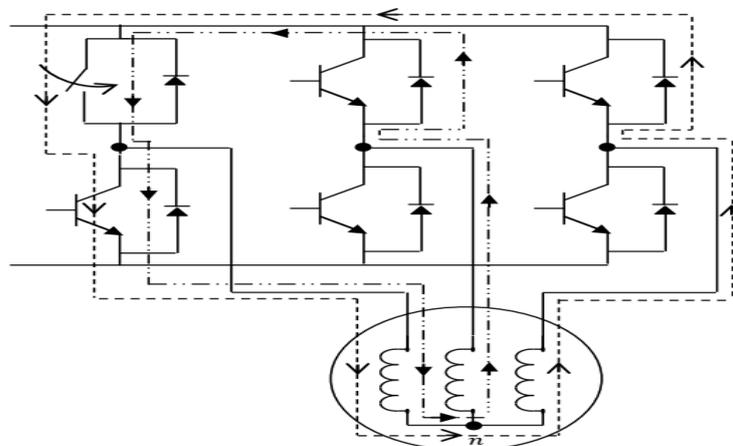


Figure II.8 : Circuit ouvert sur un interrupteur d'un des bras

Le courant de la phase présentant le défaut est tronqué soit de sa partie négative, soit de sa partie positive suivant l'interrupteur touché, modifiant la forme des courants des autres phases. Une chute du couple apparaît alors dans cette zone, et donc une discontinuité dans la production. Ces discontinuités rendent le contrôle du moteur très difficile voire impossible à cause des passages par zéro du couple global produit. [119]

II.4.3.3. Court-circuit de deux interrupteurs

Ce cas est spécifique par rapport aux précédents cas cités. En effet, pour que ce cas apparaisse, il faut que l'onduleur soit victime d'une double faute. Il faut différencier deux cas pour ces doubles fautes.

Le premier concerne deux court-circuités sur deux bras différents. Pour une machine pilotée sur trois phases avec un onduleur à trois bras, cela signifie l'arrêt inévitable du moteur qui ne peut plus être alimenté. Si de plus les court-circuités concernent un interrupteur connecté au positif du bus continu et l'autre connecté au négatif, un courant continu de défaut est créé passant par les deux phases concernées et pouvant aller jusqu'à la détérioration du moteur, la résistance des bobines étant faible.

Le second cas est plus grave car il concerne le court-circuit de deux interrupteurs sur un même bras. La source se trouve alors en court-circuit, ce qui pourrait, en plus de neutraliser la machine électrique, détériorer une autre partie du système. Pour cette faute, et de manière générale pour toute faute entraînant un court-circuit de la source, un système de déconnexion de l'alimentation doit être prévu pour isoler au moins la partie défectueuse. Cette double faute peut donc être critique, causant l'impossibilité d'utiliser un moteur classique, et une problématique importante pour la tolérance d'une telle double faute. [119]

II.4.3.4. Circuit ouvert de deux interrupteurs

Ce mode de défaut correspond à la perte de la commande d'un bras, ses deux interrupteurs restant ouverts. La phase n'est plus connectée qu'à travers les diodes antiparallèles de la cellule de commutation, la conduction spontanée d'une des diodes du bras en défaut dépend des forces électromotrices développées par la machine et des commandes des bras restants. Le courant dans la phase concernée est assez faible, voire quasiment nul, selon la commande effectuée et les courants dans les phases saines ont leurs fondamentaux en opposition de phase. Si la défaillance survient à haute vitesse, la durée de

conduction des diodes se trouve augmentée. Comme les diodes restituent de l'énergie vers le bus continu, la valeur moyenne du couple produit s'en trouve réduite [119].

II.4.3.5. Claquage du condensateur du bus continu

Deux cas doivent être séparés pour les modes de défaillance du condensateur. Dans le cas où celui-ci est mis en court-circuit, c'est alors la source même qui est mise en court-circuit. La remarque du paragraphe précédent sur la déconnection nécessaire de la source est donc aussi valable ici. Dans le second cas où le condensateur se met en circuit ouvert, alors le système perd le filtrage de la tension. L'onduleur verra alors les surtensions et les creux de tension jusqu'alors retenus par le condensateur. Suivant le dimensionnement de l'onduleur, celui-ci pourra plus ou moins résister à ces variations. Les conséquences directes sur le fonctionnement du moteur sont difficiles à prévoir et mériteraient une étude plus poussée [118].

II.5. Défauts des capteurs

L'utilisation de capteur est indispensable dans la commande des machines électriques. Ces capteurs sont utilisés pour deux raisons : améliorer les performances des stratégies de commande de la machine en mesurant certaines grandeurs comme la position du rotor ou les courants statoriques ou rotorique. Protéger les interrupteurs de puissance en mesurant le courant y circulant ou la tension à leurs bornes. Ces capteurs sont néanmoins sujets à des défauts comme celui de bruit, d'offset, de gain ou de déconnection permanente ou non. Toute défaillance au niveau du capteur introduit des erreurs de mesures qui compromettent et dégradent considérablement les performances du système. Ainsi le diagnostic des défauts capteurs est favorisé dans plusieurs applications telles la traction ferroviaire ou la propulsion maritime. Des travaux proposent des reconfigurations des stratégies de commande en présence d'un défaut capteur en estimant notamment la grandeur mesurée par le capteur défaillant [119].

II.6 Entraînement par MAS avec une phase déconnectée

La littérature mentionne plusieurs méthodes permettant de maintenir un fonctionnement d'une machine à cage tolérant la présence d'un défaut sur le réseau ou sur l'onduleur.

Ces méthodes sont basées sur l'utilisation d'un nombre redondant de phases. Une solution consiste à modifier l'architecture de la chaîne de conversion d'énergie en segmentant la puissance au niveau des organes à fort risque d'apparition de défaut. Cette modification structurelle apporte des degrés de liberté supplémentaires pouvant être utilisés pour obtenir la possibilité de fonctionnement en modes dégradés. Cependant, ces degrés de liberté supplémentaires augmentent l'ordre du système et apportent des contraintes supplémentaires que l'on doit prendre en compte lors de la conception du système.

En partant d'une chaîne mono-convertisseur mono-machine, deux approches de segmentation de puissance peuvent être envisagées. La première concerne uniquement le convertisseur électrique. L'onduleur, considéré comme l'élément le moins fiable de la chaîne, est remplacé par deux onduleurs modulaires, mis en parallèle à l'aide de trois éléments inductifs. La seconde approche est basée sur la segmentation de puissance au niveau du convertisseur électrique tout en modifiant la structure du convertisseur électromécanique (le bobinage de la MAS) de sorte que les éléments inductifs externes puissent être évités. Deux structures, déjà étudiées au [120], sont considérées :

La première structure comporte une machine triphasée alimentée soit par trois onduleurs monophasés, pouvant être aussi regroupés en deux onduleurs classiques à trois bras connectés à la même source continue. Une variante intéressante de cette structure comporte deux onduleurs connectés à deux sources continues électriquement isolées. Une autre solution consiste à utiliser un bras supplémentaire, pouvant soit remplacer le bras défectueux soit connecter le neutre de la machine à la source continue.

Dans les deux cas, il est nécessaire d'ajouter d'autres interrupteurs permettant l'isolement du bras défectueux de l'onduleur. Malgré son avantage lié à l'utilisation des machines triphasées conventionnelles, les pertes supplémentaires dans les interrupteurs d'isolement, même en fonctionnement normal, réduit l'attractivité de cette solution.

La deuxième structure considérée comporte une machine double-étoile dont chaque étoile est alimentée par un onduleur triphasé. Dans ce cas, les onduleurs alimentant la machine double-étoile peuvent être également connectés à deux sources indépendantes électriquement non isolées.

Dans la littérature, également des études liées au fonctionnement avec rupture d'une phase des machines à induction polyphasés [121]-[125]. Dans ce cas un défaut qui affecte

une seule phase a un impact moins grave sur le comportement de l'entraînement que dans le cas d'une machine triphasée standard.

II.7. Conclusion

Ce chapitre présente une liste non exhaustive des différentes défaillances pouvant se produire sur un ensemble convertisseur – machine. Nous sommes intéressés à répertorier les principales défaillances se produisant sur les différentes parties de la machine ainsi que les causes et les conséquences de leur apparition. Ensuite, nous avons présenté une partie des défaillances possibles sur l'onduleur de tension en rappelant ainsi leur cause et leur conséquence.



Chapitre III :

**Modélisation d'un système deux machines MAS (SMMCS)
pentaphasées connecté en série en mode sains**



Chapitre III

Modélisation d'un système de deux machines MAS (SMMCS) pentaphasées connecté en série en mode sains

III.1 INTRODUCTION

Les contraintes économiques industrielles mènent aux systèmes où un approvisionnement est employé pour plusieurs machines. La commande indépendante de couple peut être réalisée en utilisant la commande vectorielle.

La commande indépendante avec le raccordement en série cependant devient possible aux machines à induction ou synchrones de n -phase avec $n > 5$. Sous l'acceptation de la force magnétomotrice sinusoïdale, le concept de commande indépendante en série $(n - 1)/2$ a relié des machines d'induction alimentées par un convertisseur polyphasé, les raccordements des machines d'induction et synchrones en série sont également examinés.

Le raccordement en série des enroulements du stator des machines polyphasées d'une façon appropriée, il devient possible de commander toutes les machines dans le groupe employant indépendamment des principes de commande vectorielle, bien que le système d'entraînement dans sa totalité soit alimenté à partir d'un convertisseur matriciel polyphasé.

L'idée provient du fait que n'importe quelle machine polyphasée exige seulement deux courants pour la commande vectorielle indépendante de flux et de couple [118].

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de deux machines asynchrones (MAS) pentaphasées connecte en série alimentées par un convertisseur matricielle à cinq bras.

III.2 Présentation de deux MAS pentaphasées connecte en série

Le concept de multi-machines polyphasées aux nombres pairs et impairs de phase et les cas possibles de raccordements d'enroulement en fonction de nombre de phases de convertisseur s'applique au raccordement série des machines polyphasées symétriques (avec le décalage spatial entre deux phases consécutives de $2\pi/n$, où n est le nombre de phases).

Cependant, le concept du raccordement en série peut être prolongé aux machines asymétriques aussi bien, que l'enroulement de stator soit composé de deux enroulements triphasés ou de plusieurs enroulements décalés dans l'espace d'un angle approprié.

Ainsi, la commande de deux machines pentaphasées offre une économie dans le nombre de bras de convertisseur, comparé aux deux machines asymétriques de six phases.

Le système étudié dans ce chapitre se compose de deux machines asynchrones (MAS) pentaphasées connecte en série. Ce système est montré dans la figure (III.1), avec une illustration de la connexion des enroulements statoriques pentaphasés des deux machines en série, traduite par la transposition des phases des deux stators.

La transposition des phases en série est une condition nécessaire pour la réussite de la commande vectorielle de deux machines. Son but est de produire une force magnétomotrice (FMM) dans la première machine et de produire une force magnétomotrice (FMM) dont la répartition est inverse à la première dans la deuxième machine et vice versa.

Les phases de convertisseur sont indiquées dans la figure (III-1) avec des lettres en majuscules A, B, C, D, E . Tandis que les phases de deux machines sont indiqués en lettres en minuscules a, b, c, d, e ; avec un décalage de $(\alpha = 2\pi / 5)$.

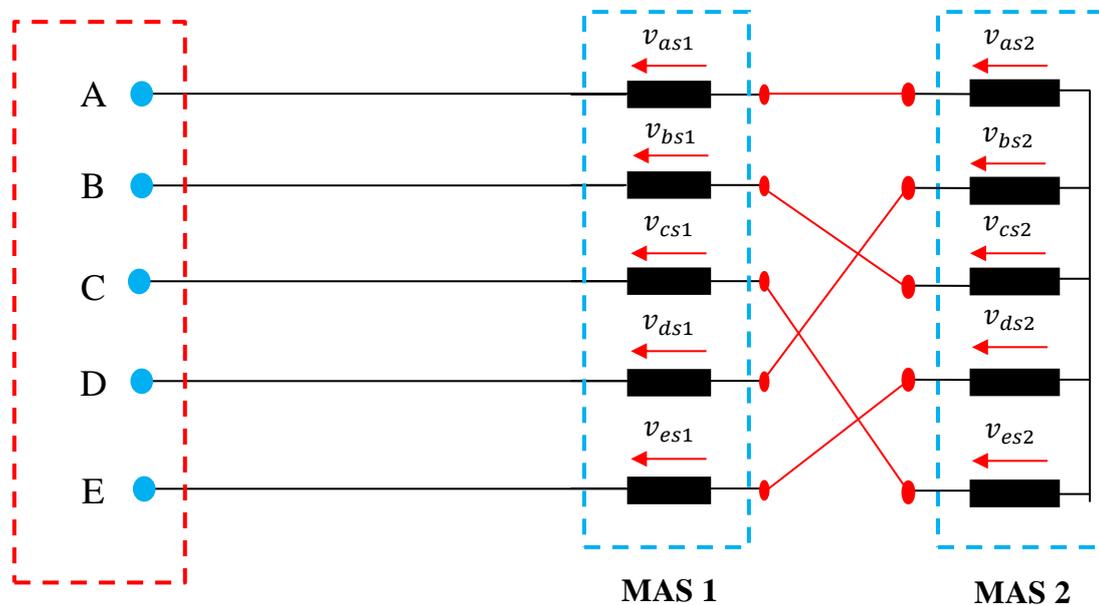


Figure III.1 : Schéma de connexion en série des enroulements statoriques de deux MAS pentaphasés.

Selon le schéma d'interconnexion de la Figure (III.1), où les tensions de phase des deux machines asynchrone pentaphasées sont définies, tensions de l'onduleur phase-neutre

(A, B, C, D, E à point neutre N) et la relation entre les courants de sortie du convertisseur et les courants des phases de deux machines sont donnés avec :

$$\begin{cases} v_A = v_{as1} + v_{as2} \\ v_B = v_{bs1} + v_{cs2} \\ v_C = v_{cs1} + v_{es2} \\ v_D = v_{ds1} + v_{bs2} \\ v_E = v_{es1} + v_{ds2} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{cases} i_A = i_{as1} = i_{as2} \\ i_B = i_{bs1} = i_{cs2} \\ i_C = i_{cs1} = i_{es2} \\ i_D = i_{ds1} = i_{bs2} \\ i_E = i_{es1} = i_{ds2} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Il est supposé pour la modélisation, que toutes les hypothèses standard de la théorie générale des machines électriques sont applicables, y compris celle relatif à la distribution sinusoïdale du champ résultant dans la machine.

III.3. Modélisations de deux MAS pentaphasées connectée en série

On suppose que les deux machines de figure (III.1) ont les mêmes paramètres. Il peut être représenté sous une forme matricielle comme suit :

$$[V] = [R] * [I] + [L] \frac{d[I]}{dt} \quad (\text{III.3})$$

Avec

$$[V] = \begin{bmatrix} [v_i] \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, [I] = \begin{bmatrix} [i] \\ [i_{r1}] \\ [i_{r2}] \end{bmatrix}$$

Et

$$\begin{cases} [v_i] = [v_A \ v_B \ v_C \ v_D \ v_E]^T \\ [i] = [i_A \ i_B \ i_C \ i_D \ i_E]^T \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

$$\begin{cases} [i_{r1}] = [i_{ar1} \ i_{br1} \ i_{cr1} \ i_{dr1} \ i_{er1}]^T \\ [i_{r2}] = [i_{ar2} \ i_{br2} \ i_{cr2} \ i_{dr2} \ i_{er2}]^T \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Sous matrices de l'inductance matrice identifiée avec le premier symbole sont celles dont la forme a été modifiée par la phase de transposition.

Donc :

$$[l_{s1}] = \begin{bmatrix} l_{s1} + m_{s1} & m_{s1} \cos(2\pi/5) & m_{s1} \cos(4\pi/5) & m_{s1} \cos(6\pi/5) & m_{s1} \cos(8\pi/5) \\ m_{s1} \cos(2\pi/5) & l_{s1} + m_{s1} & m_{s1} \cos(2\pi/5) & m_{s1} \cos(4\pi/5) & m_{s1} \cos(6\pi/5) \\ m_{s1} \cos(4\pi/5) & m_{s1} \cos(2\pi/5) & l_{s1} + m_{s1} & m_{s1} \cos(2\pi/5) & m_{s1} \cos(4\pi/5) \\ m_{s1} \cos(6\pi/5) & m_{s1} \cos(4\pi/5) & m_{s1} \cos(2\pi/5) & l_{s1} + m_{s1} & m_{s1} \cos(2\pi/5) \\ m_{s1} \cos(8\pi/5) & m_{s1} \cos(6\pi/5) & m_{s1} \cos(4\pi/5) & m_{s1} \cos(2\pi/5) & l_{s1} + m_{s1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

$$[l_{s2}] = \begin{bmatrix} l_{s2} + m_{s2} & m_{s2} \cos(2\pi/5) & m_{s2} \cos(4\pi/5) & m_{s2} \cos(6\pi/5) & m_{s2} \cos(8\pi/5) \\ m_{s2} \cos(2\pi/5) & l_{s2} + m_{s2} & m_{s2} \cos(2\pi/5) & m_{s2} \cos(4\pi/5) & m_{s2} \cos(6\pi/5) \\ m_{s2} \cos(4\pi/5) & m_{s2} \cos(2\pi/5) & l_{s2} + m_{s2} & m_{s2} \cos(2\pi/5) & m_{s2} \cos(4\pi/5) \\ m_{s2} \cos(6\pi/5) & m_{s2} \cos(4\pi/5) & m_{s2} \cos(2\pi/5) & l_{s2} + m_{s2} & m_{s2} \cos(2\pi/5) \\ m_{s2} \cos(8\pi/5) & m_{s2} \cos(6\pi/5) & m_{s2} \cos(4\pi/5) & m_{s2} \cos(2\pi/5) & l_{s2} + m_{s2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Avec ;

$$[M_{sr1}] = m_{s1} \begin{bmatrix} \cos(\theta_1) & \cos(\theta_1 + \alpha) & \cos(\theta_1 + 2\alpha) & \cos(\theta_1 - 2\alpha) & \cos(\theta_1 - \alpha) \\ \cos(\theta_1 - \alpha) & \cos(\theta_1) & \cos(\theta_1 + \alpha) & \cos(\theta_1 + 2\alpha) & \cos(\theta_1 - 2\alpha) \\ \cos(\theta_1 - 2\alpha) & \cos(\theta_1 + \alpha) & \cos(\theta_1) & \cos(\theta_1 + \alpha) & \cos(\theta_1 + 2\alpha) \\ \cos(\theta_1 + 2\alpha) & \cos(\theta_1 + \alpha) & \cos(\theta_1 + \alpha) & \cos(\theta_1) & \cos(\theta_1 + \alpha) \\ \cos(\theta_1 + \alpha) & \cos(\theta_1 + 2\alpha) & \cos(\theta_1 - 2\alpha) & \cos(\theta_1 - \alpha) & \cos(\theta_1) \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

Avec : $[M_{sr1}] = [M_{rs1}^T]$;

$$[M_{sr2}] = m_{s2} \begin{bmatrix} \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \alpha) & \cos(\theta_2 + 2\alpha) & \cos(\theta_2 - 2\alpha) & \cos(\theta_2 - \alpha) \\ \cos(\theta_2 - \alpha) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \alpha) & \cos(\theta_2 + 2\alpha) & \cos(\theta_2 - 2\alpha) \\ \cos(\theta_2 - 2\alpha) & \cos(\theta_2 + \alpha) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \alpha) & \cos(\theta_2 + 2\alpha) \\ \cos(\theta_2 + 2\alpha) & \cos(\theta_2 + \alpha) & \cos(\theta_2 + \alpha) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2 + \alpha) \\ \cos(\theta_2 + \alpha) & \cos(\theta_2 + 2\alpha) & \cos(\theta_2 - 2\alpha) & \cos(\theta_2 - \alpha) & \cos(\theta_2) \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Avec : $[M_{sr2}] = [M_{rs2}^T]$;

III.3.1. Transformation de découplage de Clark :

La relation entre les variable originales des phases et les nouvelles variables (α, β, x, y, o) est donnée par :

$$f_{\alpha\beta xy o} = [C] f_{abcde} \quad (\text{III.10})$$

Où $[C]$ est la matrice de transformation à puissance invariante [119] :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(3\alpha) & \cos(4\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & \sin(3\alpha) & \sin(4\alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(6\alpha) & \cos(8\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(6\alpha) & \sin(8\alpha) \\ \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} & \sqrt{1/2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Avec : $\alpha = \frac{2\pi}{5}$;

En appliquant cette matrice au vecteur des tensions du convertisseur on aura :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_x \\ v_y \\ v_o \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \\ v_D \\ v_E \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

En utilisant cette matrice pour la relation (III-1) on trouvera les tensions de chaque machine dans ce repère :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_x \\ v_y \\ v_o \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} v_{as1} + v_{as2} \\ v_{bs1} + v_{bs2} \\ v_{cs1} + v_{cs2} \\ v_{ds1} + v_{ds2} \\ v_{es1} + v_{es2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha s1} + v_{x s2} \\ v_{\beta s1} - v_{y s2} \\ v_{x s1} + v_{\alpha s2} \\ v_{y s1} + v_{\beta s2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

En raison de l'absence du conducteur neutre, la composante zéro du convertisseur doit être égale à zéro (la composante zéro est négligée en raison de la connexion étoile du réseau sans conducteur neutre).

La relation entre les courants de sortie du convertisseur et les courants dans les plans $(\alpha - \beta)$, $(x - y)$ des deux machines est obtenue en utilisant (III-13) et (III-2) :

$$\begin{cases} i_\alpha = i_{\alpha s1} = i_{x s2} \\ i_\beta = i_{\beta s1} = -i_{y s2} \\ i_x = i_{x s1} = i_{\alpha s2} \\ i_y = i_{y s1} = i_{\beta s2} \\ i_o = 0 = 0 \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Il résulte de (III-14) que les courants $(\alpha - \beta)$ de l'onduleur représentent simultanément les courants $(\alpha - \beta)$ (production flux / couple) de la machine 1, alors qu'elles apparaissent comme les courants $(x - y)$ de la machine 2 [120].

D'autre part, les courant $(x - y)$ de l'onduleur sont simultanément égaux aux courants $(\alpha - \beta)$ (production flux / couple) de la machine 2, alors que le couple électromagnétique

et le flux d'une machine sont produits uniquement par les courants $(\alpha - \beta)$, il s'ensuit que le flux / couple de la machine 1 peut être contrôlé au moyen des courants $(\alpha - \beta)$ du convertisseur ; même chose ; le flux / couple de la machine 2 peut être contrôlé au moyen des courants $(x - y)$ de l'onduleur.

Comme le sous-espace $(\alpha - \beta)$ est orthogonal au sous-espace $(x - y)$, il s'ensuit que la méthode spécifique de la connexion série utilisée dans la Figure III-1 permettra la commande vectorielle indépendante des deux machines.

III.3.2. Le modèle dans un référentiel rotatif :

Pour obtenir le modèle dans l'espace $(d - q)$, on applique la matrice de transformation de découplage (III-15) pour les tensions de le convertisseur matriciel et les tensions du rotor (III-3), la matrice de transformation rotationnelle, conduisant au système $(d - q)$ d'équations, est appliquée en conjonction avec les équations du rotor : [120]:

$$[D_r] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

L'angle θ dans la relation (III-15) est la position instantanée du rotor, qui est différente pour les deux machines et défini par θ_1 et θ_2 respectivement. Ceci signifie que différentes transformations de rotation sont appliquées aux deux machines. Ceci est possible en raison du découplage des équations des deux machines, réalisée par l'application de la transformation (III-11).

La transformation (III-15) est appliquée avec l'angle θ_1 pour les équations $(\alpha - \beta)$ statorique et $(\alpha - \beta)$ rotorique pour la première machine, et avec l'angle θ_2 pour les équations $(\alpha - \beta)$ statorique et $(\alpha - \beta)$ rotorique pour la deuxième machine.

Cependant, tenir compte que les enroulements du rotor des deux machines est court-circuités, les équations $(x - y)$ et l'équation de la composante d'ordre zéro du rotor peuvent être négligés pour plusieurs considérations.

Aussi la composante d'ordre Zéro pour l'onduleur peut être aussi bien négligée. La partie électromagnétique du système d'entraînement peut alors être représentée avec huit équations de premier ordre. Les quatre équations statoriques sont comme suit :

$$\begin{cases} V_d = R_{s1}i_d + L_{s1}\frac{di_d}{dt} + L_{m1}\frac{di_{dr1}}{dt} + R_{s2}i_d + L_{s2}\frac{di_d}{dt} \\ V_q = R_{s1}i_q + L_{s1}\frac{di_q}{dt} + L_{m1}\frac{di_{qr1}}{dt} + R_{s2}i_q + L_{s2}\frac{di_q}{dt} \\ V_x = R_{s1}i_x + L_{s1}\frac{di_x}{dt} + R_{s2}i_x + L_{s2}\frac{di_x}{dt} + L_{m2}\frac{di_{ar2}}{dt} \\ V_y = R_{s1}i_y + L_{s1}\frac{di_y}{dt} + R_{s2}i_y + L_{s2}\frac{di_y}{dt} + L_{m2}\frac{di_{\beta r2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Où, en termes de différentes composantes des tensions ($d - q$) et ($x - y$) statoriques de deux machines (selon (III-13)) :

$$\begin{cases} V_d = v_{ds1} + v_{xs2} \\ V_q = v_{qs1} - v_{ys2} \\ V_x = v_{xs1} + v_{as2} \\ V_y = v_{ys1} + v_{\beta s2} \\ V_o = 0 = 0 \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Les équations d'équilibre des tensions au rotor des deux machines sont :

$$\begin{cases} 0 = R_{r1}i_{dr1} + L_{m1}\frac{di_d}{dt} + (L_{r1} + L_{m1})\frac{di_{dr1}}{dt} + \omega_1(L_{m1}i_q + (L_{r1} + L_{m1})i_{qr1}) \\ 0 = R_{r1}i_{qr1} + L_{m1}\frac{di_q}{dt} + (L_{r1} + L_{m1})\frac{di_{qr1}}{dt} - \omega_1(L_{m1}i_d + (L_{r1} + L_{m1})i_{dr1}) \\ 0 = R_{r2}i_{dr2} + L_{m2}\frac{di_x}{dt} + (L_{r2} + L_{m2})\frac{di_{dr2}}{dt} + \omega_2(L_{m2}i_y + (L_{r2} + L_{m2})i_{qr2}) \\ 0 = R_{r2}i_{qr2} + L_{m2}\frac{di_y}{dt} + (L_{r2} + L_{m2})\frac{di_{qr2}}{dt} - \omega_2(L_{m2}i_x + (L_{r2} + L_{m2})i_{dr2}) \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Les relations de couple des deux machines connectées en série sont données en termes des composantes courants du convertisseur par :

$$\begin{cases} C_{em1} = P_1 L_{m1} (i_{dr1} i_q - i_d i_{qr1}) \\ C_{em2} = P_2 L_{m2} (i_{dr2} i_y - i_x i_{qr2}) \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Les relations de vitesse des deux machines

$$\begin{cases} J_{m1} \frac{d}{dt} \Omega_1 = C_{em1} - C_{r1} - K_{m1} \Omega_1 \\ J_{m2} \frac{d}{dt} \Omega_2 = C_{em2} - C_{r2} - K_{m2} \Omega_2 \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

III.4. Association d'un seul convertisseur matriciel pentaphasée-deux MAS pentaphasées en série

L'association convertisseur-machines électriques permet d'utiliser les actionneurs non standards tels, les machines alternatives dont le nombre de phases est supérieur à 3. En ce qui concerne la machine pentaphasée qui fait l'objet de cette étude, nous nous limiterons

pour son alimentation au cas classique d'un convertisseur matriciel pentaphasée commandé par les modulations classiques de Venturini ou de Roy. On exposera au fur et à mesure les avantages du modèle de convertisseur matriciel qui sera en fin validé par simulation.

III.4.1 Généralités

L'électronique de puissance privilégie naturellement depuis ces débuts l'alimentation d'actionneurs triphasés. Une conséquence directe de ceci est que la plupart des commandes à vitesse variable des machines électrique ont été développées pour des associations convertisseurs-machines triphasées. A priori seul le convertisseur, constitué généralement d'un redresseur triphasé et d'un onduleur nécessite la présence d'un réseau triphasé. La machine électrique peut donc avoir plus de trois phases, mais l'économie de marché et la standardisation privilégie l'utilisation d'actionneur triphasé [121].

Aujourd'hui cette approche est remise en cause pour certaines raisons :

- Les applications de forte puissance qui nécessitent la segmentation de la puissance électrique sont de plus en plus nombreuses.
- L'utilisation d'un actionneur pentaphasée, permet de réduire la puissance par phase sans recourir à la mise en série ou en parallèle d'actionneurs triphasés.
- Outre, le fait que les actionneurs pentaphasées offrent la continuité de service en cas de défaut sur une des phases. Un avantage certain pour les applications aéronautiques, la propulsion électrique.

III.4.2. Les Composants de l'électronique de puissance

Les parties clés des convertisseurs d'électronique de puissance sont les commutateurs fabriqués à partir de composants semi-conducteurs ; dans l'état technique actuel, il est utilisé des diodes et deux types de transistors : MOSFET « Metal Oxide Semi-conducteur Field Effect Transistor » et IGBT « Insulated Gate Bipolar Transistor ». Les transistors à jonctions bipolaires (BJT), utilisés depuis de nombreuses années dans ces structures, souvent dans les assemblages de type Darlington (Une combinaison de deux transistors utilisés lorsque l'alimentation est très élevée) (voir annexe A), ont été totalement dépassés par les IGBT.

Les commutateurs utilisés dans l'électronique de puissance peuvent être caractérisés par la tension maximale qu'ils peuvent supporter, le courant maximal admissible et leur fréquence maximale de changement d'état (une ouverture ou une fermeture du composant de

puissance, et également appelée commutation.), La figure (III.2) classe les différents composants utilisés dans les chaînes de traction électriques selon ces trois critères.

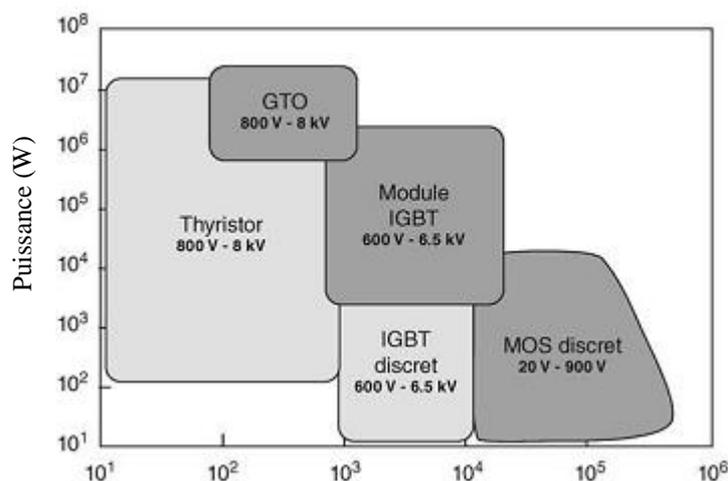


Figure III.2 : Classification des composants semi-conducteurs de puissance en fonction de puissance et de fréquence. [122]

Un aspect essentiel dans la mise en œuvre des convertisseurs d'électronique de puissance est la création de systèmes d'entraînement de gâchette pour les composants semi-conducteurs. Ces interfaces sont utilisées pour convertir les informations de faible niveau, à partir de la commande principale, en des signaux électriques capables de commuter le composant. Ces opérations de commutation permettent de gérer les flux de puissance, qui peut atteindre plusieurs dizaines de kilowatts, dans les meilleures conditions possibles.

Ces entraînements doivent être parfaitement adaptés aux spécificités des composants considérés, dont les niveaux de performance dépendent largement de ceux de leurs commandes de gâchette. [123]

III.4.3 Choix du convertisseur pour l'alimentation des machines polyphasées

L'utilisation des convertisseurs pour alimenter les machines électriques à vitesse variable permet de substituer les machines standard à celle polyphasées avec des avantages considérables.

Si l'alimentation d'un système d'entraînement de « k » machines triphasées exige « $3k$ » bras de l'onduleur, Deux solutions ont été trouvées et proposées pour la réduction du nombre de bras du convertisseur exigée dans les SMM. Utiliser « $2k$ » ou « $(2k + 1)$ » bras de l'onduleur. Par conséquent ces deux solutions mènent à l'augmentation de la distorsion d'harmoniques et une possibilité de réduire la tension. Alors les auteurs retiennent la

configuration d'utiliser $(2k + 1)$ bras du convertisseur qui offre mieux des avantages par rapport à « $2k$ » bras qui est aussi mieux que « $3k$ » bras de l'onduleur [124].

D'autre part si notre système d'entraînement est alimenté par un seul convertisseur matriciel à cinq phases. Qu'il assure également le contrôle de la puissance de flux bidirectionnel, en utilisant la conversion (AC-AC) via des commutateurs à semi-conducteurs, la topologie de circuit d'alimentation du convertisseur matricielle ($3\Phi/5\Phi$), elle est proposée dans le système d'entraînement à traction électrique, où son rôle est la transmission directe de l'énergie électrique aux deux MAS pentaphasées connectées en série.

Dans ce travail, nous allons alimenter notre système par un convertisseur matriciel pentaphasé de topologie ($3\Phi/5\Phi$). Ce dernier est l'étude principale de notre thèse, par contre l'onduleur a été cité en exemple pour voir si les performances attendues à partir de l'association convertisseur matricielle-deux machines asynchrone (MAS) pentaphasées connectée en série, sont les mêmes qu'à partir de leur association avec un onduleur dans les études précédentes.

III.4.4 Le Convertisseur matriciel

Un convertisseur est à l'intersection d'un axe de puissance et d'un axe de commande. Son rôle est de régler le transit de puissance électrique de la source vers le récepteur. Le convertisseur matriciel est une nouvelle génération du convertisseur direct de puissance alternatif/alternatif (AC/AC). Il permet d'assurer un flux bidirectionnel de puissance entre le réseau et le récepteur, ainsi qu'il permet de contrôler la tension de sortie en amplitude et en fréquence (voire l'annexe c), grâce à une matrice d'interrupteurs de puissance bidirectionnels en courant et en tension, reliant « n » phases d'entrée à « m » phases de sortie ; cela conduit à avoir $(n \times m)$ interrupteurs bidirectionnels. Par conséquent, le convertisseur matriciel triphasé/triphasé nécessite neuf interrupteurs bidirectionnels [124] [125].

Aujourd'hui, le convertisseur matriciel est devenu un axe de recherche important et plus attractif par beaucoup de chercheurs dans le domaine des entraînements à vitesse variable grâce aux avantages présentés par celui-ci par rapport aux convertisseurs classiques comme le cyclo-convertisseur et le cascade redresseur/liens continu/onduleur notamment [126]:

- La commande découplée de l'amplitude et la fréquence de la tension de sortie ;

- Un courant sinusoïdal à l'entrée avec un déphasage ajustable, donc la possibilité de fonctionner à un facteur de puissance unitaire pour n'importe quelle charge ;
- Le rapport entre la tension de sortie et celle de l'entrée est maximisé au possible ;
- La possibilité d'avoir un écoulement de puissance bidirectionnel et par conséquent d'obtenir un fonctionnement dans les quatre quadrants ;
- Un taux d'harmoniques réduit aussi bien pour les courants d'entrée que pour les courants de sortie ;
- Une large gamme de fréquence opérationnelle pour la tension de sortie, La littérature montre qu'à des fréquences de commutation élevées (supérieures à 8 kHz), les pertes de commutation et de conduction dans le convertisseur matriciel sont inférieures à celles d'un VSI de même dimension
- L'absence d'un grand condensateur pour le stockage de l'énergie comme dans le cas d'une cascade redresseur/lien continu/onduleur, ce qui permet de réduire le coût et le dimensionnement du convertisseur.

D'autre part, la concentration de développement s'est orientée sur de nouvelles topologies de convertisseur de puissance en une seule étape pour produire plus de trois phases [127], [128], [129].

La justification de l'utilisation du convertisseur matriciel est basée sur sa capacité de conversion de puissance tout-silicium. L'élimination des condensateurs électrolytiques permet un stockage extrême de l'environnement et une plage de température de fonctionnement plus large qu'avec les condensateurs électrolytiques. Le stockage d'énergie traditionnellement fourni par le circuit intermédiaire dans le VSI est plutôt tiré à partir de l'inertie du rotor du générateur. La conversion matricielle est également capable pour un fonctionnement plus efficace aux fréquences de commutation élevées requises pour cette application. [130] [131].

III.4.4.1 Performance d'un convertisseur matriciel

Dans un système d'entraînement, le convertisseur est soumis à certaines exigences de performance. Les performances électriques sont évidemment déterminées d'abord par le circuit de puissance et par les semi-conducteurs utilisés. Les performances dépendent aussi d'une manière fondamentale d'une optimisation de la stratégie de commande car le prix à

payer par l'élimination du circuit intermédiaire continu se traduira par la complexité de la commande [132].

Parmi ces performances :

- La fourniture d'une haute qualité d'onde d'entrée / sortie ; cela veut dire que les valeurs moyennes des tensions de phase de la charge ainsi que les courants d'entrée du convertisseur matriciel sont de forme sinusoïdale en fonctionnement stationnaire. Bien qu'il s'agisse de grandeurs pulsées, leur spectre des harmoniques ne contient pratiquement que l'onde fondamentale et des composantes de haute fréquence dues à la pulsation.
- Il est possible d'imposer la fréquence de sortie à partir d'un régime continu jusqu'à une valeur maximale qui est limitée uniquement par la fréquence de pulsation maximale admissible.
- Le facteur de puissance à la sortie peut varier librement en fonctionnement de la charge
- Le rapport d'amplitude de la tension fondamentale de phase de la charge et la tension fondamentale d'entrée est variable de « 0 » à une valeur maximale égale « 0.866 » pour une modulation sinusoïdale de tension. En régime de sur-modulation le rapport peut être augmenté approximativement jusqu'à 0.95 sans qu'on subisse une perte de qualité de modulation inacceptable
- Le facteur de puissance à l'entrée est unitaire et peut être imposé par une commande de l'angle de déphasage (V/I) dans l'intervalle de $-\pi/6$ à $\pi/6$. Ceci est lié cependant à une diminution de la tension maximale de sortie. Elle diminue avec le cosinus du déphasage.
- Le convertisseur matriciel fonctionne sans restriction dans les quatre quadrants du plan tension-courant.
- La taille du convertisseur est réduite en comparaison avec la technologie conventionnelle et peuvent travailler à la température de 300° (composants à base de silicone de carbone).

III.4.4.2 Structure d'un convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est un convertisseur statique de fréquence, il permet la conversion directe c'est à dire sans avoir recours à un circuit intermédiaire continu. Ce dernier est la caractéristique principale des convertisseurs conventionnels redresseur-onduleur.

Il permet d'avoir en sortie un système de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir d'une entrée d'un système triphasé de tensions fixe du réseau d'alimentation ou du générateur dans le domaine de traction électrique [132].

Notre convertisseur est caractérisé par une topologie matricielle de quinze interrupteurs (matrice $[3 \times 5]$), (figure III.3) tel que les trois phases d'entrées du convertisseur sont interconnectées aux cinq phases de sa sortie par le biais de commutateurs de puissance bidirectionnels (conduisant le courant dans les deux sens et bloquant les tensions des deux polarités) [133].

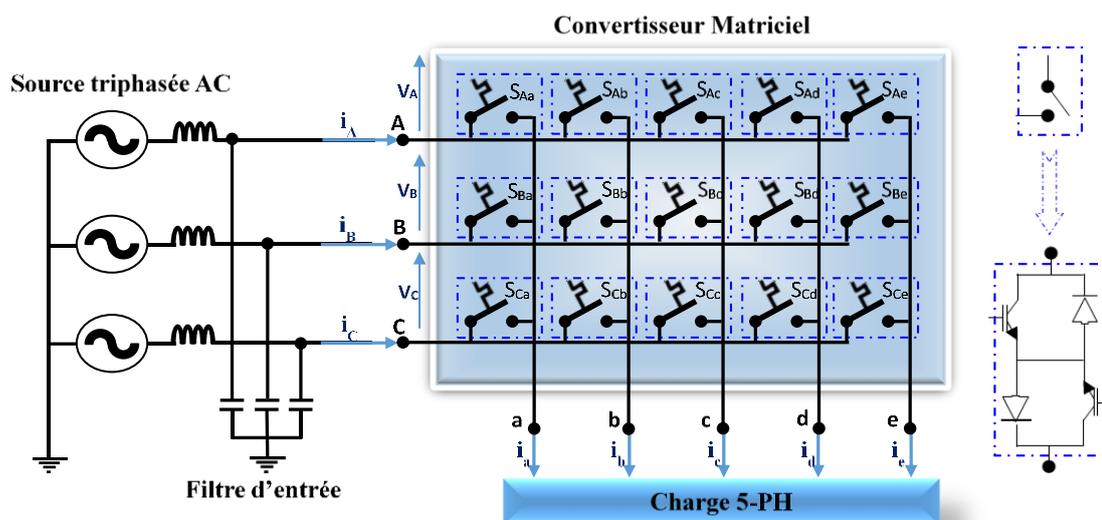


Figure III.3 : Diagramme de base du convertisseur matriciel de topologie ($3\Phi/5\Phi$)

III.4.4.3 Interrupteurs à semi-conducteurs utilisés dans le convertisseur matriciel

L'utilisation d'interrupteurs réversibles en tension et en courant à blocage et amorçage commandés dans le premier et le troisième quadrant est indispensable pour permettre au convertisseur de connecter à tout instant chacune des bornes d'entrée du récepteur à n'importe quelle borne de sortie du générateur et ceci indépendamment de l'évolution des tensions et des courants aux niveaux de la source et du récepteur. De tels interrupteurs statiques ne sont pas disponibles sur le marché ; il faut associer des composants élémentaires

(diodes, thyristors, IGBT,) pour obtenir un interrupteur bidirectionnel en tension et en courant. La figure (III.4) montre les diverses possibilités d'association des composants à partir d'éléments disponibles actuellement sur le marché [134].

L'interrupteur de puissance (d) de la figure (III.4) consiste à insérer un IGBT au centre d'un pont de diode. Ce type, présente les avantages de la rapidité à la commutation ainsi que de l'aptitude au blocage inverse de même qu'il présente une commande simple qui nécessite un seul signal de commande (la présence d'une seule gâchette). Cependant, il présente des pertes par conduction sont relativement importantes [135].

Vu que le courant dans les deux sens passe par trois composants (2 diodes et 1 IGBT), ainsi qu'il ne permet pas une gestion convenable des commutations entre les composants.

Bien que la solution (d) ne nécessite qu'une seule interface de commande, elle n'est jamais utilisée car elle conduit à des pertes importantes et ne permet pas une gestion convenable des commutations. Dans la littérature, il y a deux variantes d'interrupteur à commutation

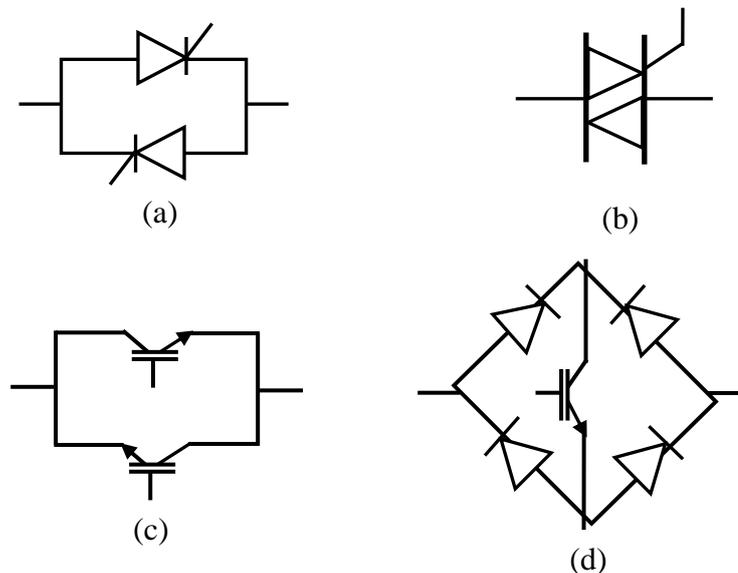


Figure III.4 : Interrupteurs bidirectionnels à base de :

(a) : deux thyristors montés en antiparallèle (b) : le triac

(c) : deux IGBT montés en antiparallèle (d) : pont de diodes avec IGBT

Rapide à base de deux diodes et deux IGBT qui ont été typiquement utilisées pour composer l'interrupteur bidirectionnel (figure III.5) [136] :

- L'interrupteur bidirectionnel avec émetteur commun (Figure III.5.a) : consiste à utiliser deux diodes et deux IGBT connectées en antiparallèle. De telle sorte que, les diodes sont introduites dont l'objectif d'assurer un blocage inverse. Le contrôle indépendant de la direction du courant et les pertes de conduction réduites causées par le courant qui passe seulement par deux composants (1 diode et 1 IGBT) pour chaque direction, constituent les principaux avantages de cet interrupteur.
- L'interrupteur bidirectionnel avec collecteur commun (figure III.5.b) : cet interrupteur est identique à celui de la figure (III.5.a), sauf qu'il n'est pas faisable dans la pratique et ceci dû à la présence de l'inductance parasite entre les cellules de commutation qui pose des problèmes gênants.

Par conséquent, la configuration avec émetteur commun est généralement préférable pour créer les interrupteurs bidirectionnels constituant le convertisseur matriciel.

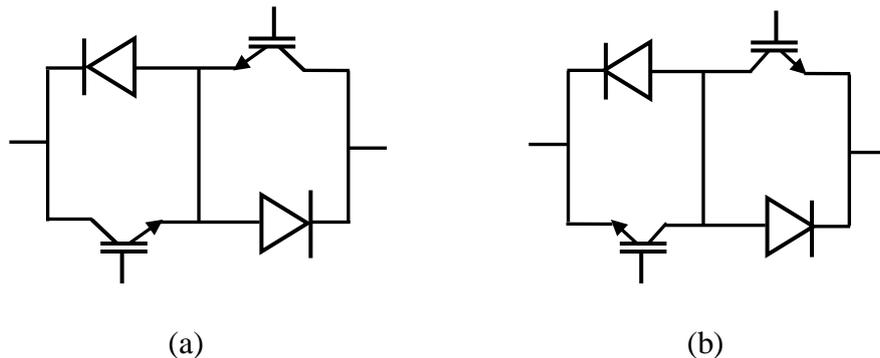


Figure III.5 : Interrupteur bidirectionnel à base de deux diodes et deux IGBT avec :

(a) : émetteur commun

(b) : collecteur commun

III.4.4.4 Principe de fonctionnement d'un convertisseur matriciel

Le schéma de principe d'un convertisseur matriciel triphasé/pentaphasée illustré par (la figure III.3), consiste à utiliser 15 interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension reliant les trois phases d'entrée à celles de la charge (cinq phases).

Pour que l'échange d'énergie entre la source et la charge soit possible, il faut que la source présente un comportement différent de celui de la charge. Pour cette raison, la source

présente un comportement d'une source de tension, alors que la charge présente celui d'une source de courant [124].

III.4.4.5 Les vecteurs de commutation

Dans le convertisseur matriciel les ($3\Phi/5\Phi$) commutateurs bidirectionnels permettent de connecter n'importe quelle phase de sortie à n'importe quelle phase d'entrée. Conformément à la règle «il ne faut jamais fermer une source de tension ni ouvrir une source de courant », il en découle deux règles pratiques ou contraintes pratiques fondamentales concernant notre convertisseur [137].

- Il ne faut jamais fermer plus d'un seul commutateur par d'une phase de sortie, dans ce cas, deux tensions d'alimentations seraient court-circuitées et les courants y circulants détruiraient les commutateurs.
- Il n'est pas admissible non plus d'ouvrir à la fois tous les commutateurs d'un groupe d'une phase de sortie parce que dans ce cas-là le courant serait interrompu dans cette phase à cause de la charge inductive, cependant la continuité du courant de sortie doit être assurée à chaque instant.

III.4.4.6 Modélisation d'un convertisseur matriciel

Pour déterminer les relations liant les grandeurs d'entrée et de sortie d'un convertisseur matriciel, on idéalise la source d'alimentation en considérant qu'à l'entrée on a une pure source de tension triphasée, ainsi qu'à la sortie on a une source de courant idéale. De même on considère que les interrupteurs sont idéaux : on néglige leurs courants de fuite à l'état bloqué et leurs chutes de tension à l'état de conduction et on suppose que les commutations sont instantanées. Par conséquent, le convertisseur apparaît comme un multipoint de connexion non énergétique [138].

Dans ce cas, on peut caractériser l'état de chaque interrupteur par une variable logique égale à : « 1 » si l'interrupteur est conducteur et « 0 » s'il est bloqué. Par exemple, pour l'interrupteur S_{ij} qui permet de connecter la borne d'entrée « i » à la borne de sortie « j » on a :

$$S_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

Avec : $i = \{A, B, C\}$ et $j = \{a, b, c, d, e\}$.

Les tensions triphasées instantanées d'entrée et de sortie peuvent être représentées sous la forme matricielle par :

$$\begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos\left(\omega_i + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_i + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

Tels que $\omega_i = 2\pi f_i$: la pulsation des tensions d'entrée. Les tensions de sortie désirées lorsque la pulsation fondamentale $\omega_0 = 2\pi f_0$ et l'amplitude $V_{om} = q \cdot V_{im}$ (q est le rapport de conversion d'amplitude) donnée par :

$$\begin{bmatrix} V_a(t) \\ V_b(t) \\ V_c(t) \\ V_d(t) \\ V_e(t) \end{bmatrix} = V_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos\left(\omega_i t - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\omega_i t - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\omega_i t - \frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\omega_i t - \frac{8\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.23})$$

D'après la figure (III.3), on déduit la relation entre les tensions instantanées de sortie et celles d'entrée suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \\ V_{dn} \\ V_{en} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ba} & S_{Ca} \\ S_{Ab} & S_{Bb} & S_{Cb} \\ S_{Ac} & S_{Bc} & S_{Cc} \\ S_{Ad} & S_{Bd} & S_{Cd} \\ S_{Ae} & S_{Be} & S_{Ce} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

On peut également exprimer la relation (III.21) par :

$$V_{oc} = T V_{ic} \quad (\text{III.25})$$

Avec T la fonction matricielle de transfert instantanée.

La relation entre les courants instantanés d'entrée et ceux de sortie est donnée par :

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} & S_{Ad} & S_{Ae} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} & S_{Bd} & S_{Be} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} & S_{Cd} & S_{Ce} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{bmatrix} \quad (\text{III.26})$$

On peut écrire aussi :

$$i_{iC} = T^t i_{oc} \quad (\text{III.27})$$

Avec T^t la matrice transposée de T.

$$i_{iC} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad (\text{III.28})$$

$$i_{oc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{bmatrix} \quad (\text{III.29})$$

Chaque forme d'onde de la tension de sortie souhaitée V_j ($j = a, b, c, d, e$), le système précédent (III.19) ne considère que le fondamental) peut être synthétisée en hachant les trois tensions d'entrée V_i ($i = A, B, C$), des interrupteurs S_{ij}

La forme d'onde de la tension de sortie d'une phase est donc un ensemble de portions prises en tensions d'entrée.

Les commutateurs pour synthétiser la même phase de sortie sont actionnés en séquence et cycliquement de sorte que la somme de leurs intervalles de temps de conduction au cours d'une séquence « k » est constante et égale à « T_s » [138], [139].

($T_s = 1 / f_s$) : est le temps séquentiel.

Les m_{ij}^k sont les coefficients de commutation (duty cycles) des interrupteurs S_{ij} au cours de la $k^{\text{ième}}$ séquence

$$m_{ij}^k = \frac{t_{ij \text{ of } k^{\text{th}} \text{ sequence}}}{T_s} \quad (\text{III.30})$$

Avec les restrictions suivantes : ($i = A, B, C$ et $j = a, b, c, d, e$)

$$\sum_{i=0}^3 m_{ij}^k = m_{1j}^k + m_{2j}^k + m_{3j}^k \quad \text{et} \quad 0 < m_{ij}^k < 1 \quad (\text{III.31})$$

Les valeurs moyennes des cinq tensions de sortie à la $k^{\text{ième}}$ séquence sont :

$$\begin{cases} V_a^k = V_{Aa}^K m_{Aa}^K + V_{Ba}^K m_{Ba}^K + V_{Ca}^K m_{Ca}^K \\ V_b^k = V_{Ab}^K m_{Ab}^K + V_{Bb}^K m_{Bb}^K + V_{Cb}^K m_{Cb}^K \\ V_c^k = V_{Ac}^K m_{Ac}^K + V_{Bc}^K m_{Bc}^K + V_{Cc}^K m_{Cc}^K \\ V_d^k = V_{Ad}^K m_{Ad}^K + V_{Bd}^K m_{Bd}^K + V_{Cd}^K m_{Cd}^K \\ V_e^k = V_{Ae}^K m_{Ae}^K + V_{Be}^K m_{Be}^K + V_{Ce}^K m_{Ce}^K \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

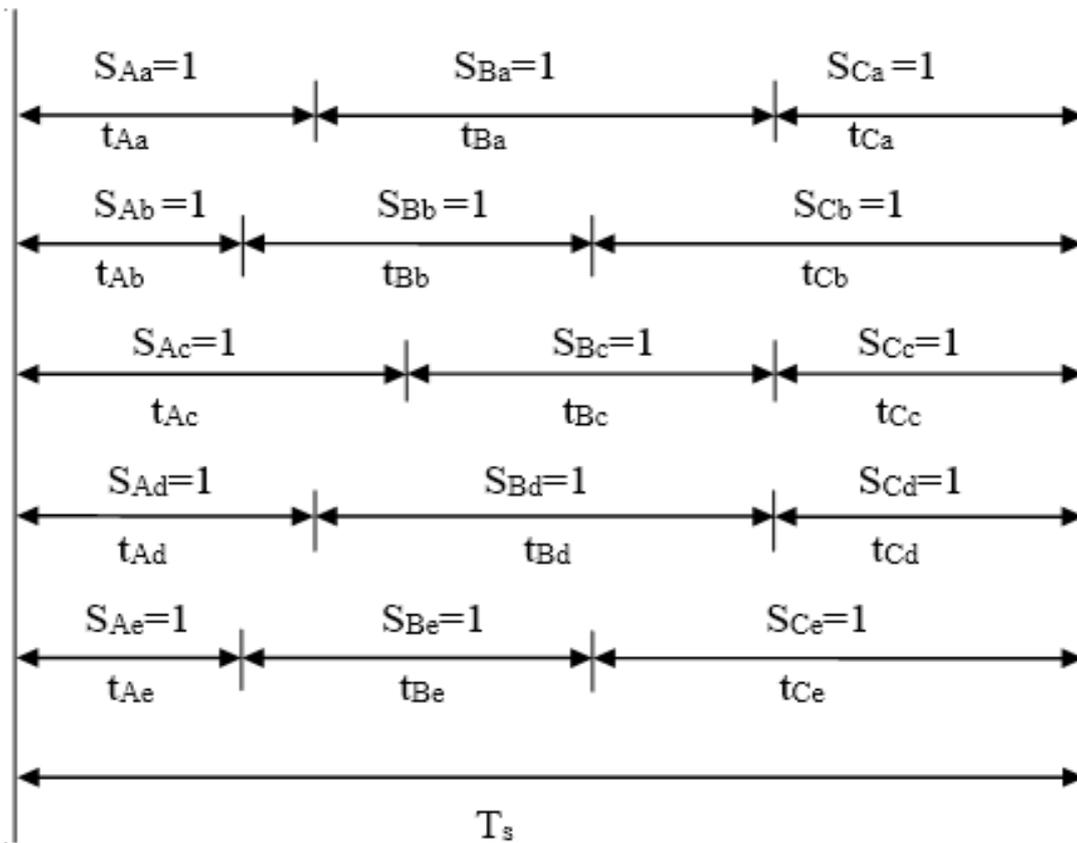


Figure III.6. Durées de conduction des commutateurs pour une période de commutation.

III.5. CONCLUSION

Ce chapitre est consacré à l'étude et la modélisation d'un système multi-machines mono-convertisseur. Notre système est constitué par deux machines asynchrones pentaphasées identiques connecté en série alimenté par un convertisseur matriciel pentaphasé ($3\Phi/5\Phi$). Cette modélisation a pour objectif de montrer que la commande qui va être appliqué pour chaque machine du groupe peut être découplée l'une de l'autre.

Nous avons passé premièrement par la Modélisation de deux MAS Pentaphasées connectées en série, La méthode de modélisation envisagée permet d'étudier toutes les machines polyphasées connectées en série. Il a été constaté que le modèle de Clark ne dépend surtout pas du nombre de phases.

Ensuite, nous avons décrit la structure et le principe de fonctionnement du convertisseur matriciel ($3\Phi/5\Phi$), citant le modèle de l'interrupteur du convertisseur matriciel avec émetteur commun qu'il réduit largement le nombre de configurations possibles du convertisseur matriciel ainsi que les fonctions de connexion et de conversion (modulation). Donc la structure d'alimentation d'une machine polyphasée est presque la même que celle triphasée par l'utilisation des convertisseurs statiques, la seule différence remarquable est, qu'avec l'augmentation de nombre de phase la structure du convertisseur se trouve augmentée et donc on a une plus grande flexibilité de fonctionnement.

Pour compléter cette première étude, nous examinerons le système de fonctionnement de deux machines MAS pentaphasées connectées en série et alimentées par un seul convertisseur (voir chapitre IV).



Chapitre IV :

Commande vectorielle d'un SMMCS en mode sain.



Chapitre IV

Commande vectorielle d'un SMMCS en mode sain.

IV.1. INTRODUCTION

La commande des machines électriques constitue une partie très importante dans les systèmes d'entraînement électriques. Aussi, les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et de la commande numérique ont permis l'essor des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif. [141]

Les enroulements statoriques des machines polyphasées peuvent être reliés en série permettant ainsi la commande vectorielle indépendante de chaque machine en utilisant des principes de commande vectorielle comme pour le cas de machines triphasées, bien que le système complet d'entraînements multi-machines soit alimenté à partir d'un convertisseur polyphasé.

Néanmoins, ces machines présentent des difficultés dans leurs commandes à cause du modèle non linéaire est fortement couplé, en plus certaines grandeurs ne sont pas accessibles ou mesurables. L'apparition des processeurs numériques de signaux (DSP) de plus en plus performants, qui a rendu possible l'implantation à moindre coût des algorithmes de commande, a permis de retrouver une souplesse de contrôle et une bonne qualité de conversion électromagnétique dans les machine à courant alternatif et même pour les convertisseurs statiques [142].

Les principes fondamentaux du concept émergent du fait que les machines polyphasées exigent seulement deux courants pour la commande de flux et de couple

Le travail présenté dans ce chapitre concerne la présentation de la commande indépendante du SMM-MC, dont le modèle a été présenté au troisième chapitre. Ce modèle montre que la commande indépendante de deux machines est possible, grâce au contrôle des courants statoriques à la sortie du convertisseur.

IV.2 Principe de la commande vectorielle :

La commande par flux orienté est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle des machines électriques à courant alternatif,

dont le principe de base nous ramène à une notion élémentaire et importante de l'électromagnétisme. A savoir ; la force exercée sur un conducteur, parcouru par un courant et soumis à un champ magnétique, est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ. Il en résulte, évidemment, que l'amplitude de cette force sera maximale lorsque le vecteur courant est perpendiculaire au vecteur champ [140].

Pour la machine asynchrone, le principe d'orientation du flux a été développé par Blaschke au début des années soixante-dix. Il consiste à orienter le vecteur flux suivant l'un des axes du repère $(d - q)$, afin de rendre le comportement de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple [141]. Il s'agit donc de placer le référentiel $(d - q)$ de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d) . Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante [145].

Remarque : Dans la littérature, nous trouvons plusieurs types d'orientation, à savoir l'orientation du flux rotorique, l'orientation du flux statorique et l'orientation du flux d'entrefer. Dans notre travail, nous nous intéressons à l'orientation du flux rotorique vue qu'elle est la plus facile à mettre en œuvre par rapport aux autres.

IV.2.1 Orientation du flux rotorique :

Le principe d'orientation consiste à aligner le flux rotorique sur l'axe direct du repère de Park [141]. Il est illustré par la figure (IV.1).

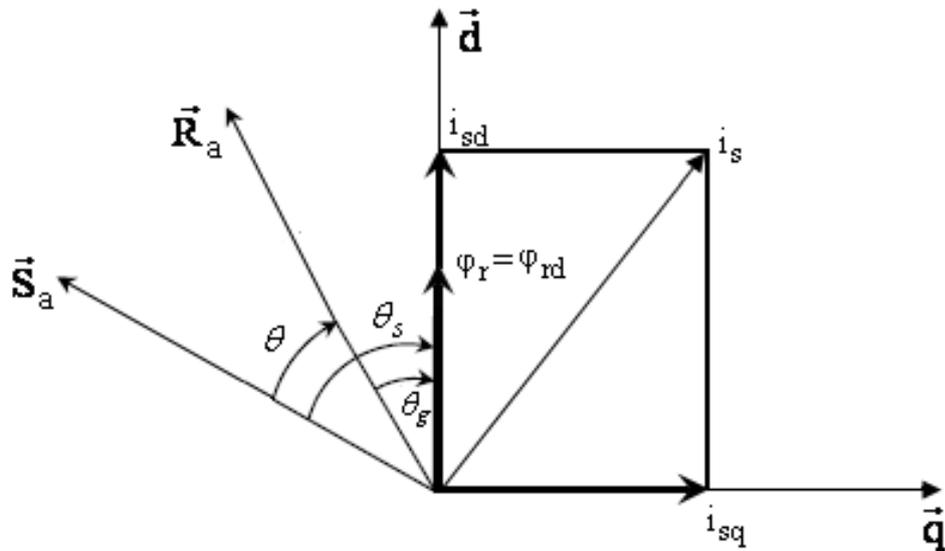


Figure IV.1 : Principe d'orientation du flux rotorique.

Ainsi, nous obtenons :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = \mathbf{0} \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

IV.3. Méthodes de la commande vectorielle

IV.3.1. Contrôle vectoriel direct

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du système. Une première possibilité est de mettre des capteurs de flux dans l'entrefer et de mesurer directement les composantes de manière à en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs, mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements. Les signaux captés sont entachés des harmoniques d'encoches et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Cette méthode est la plus populaire et donne des performances élevées au MAS pentaphasées [141] [144].

IV.3.2 Contrôle vectoriel indirect

Dans la méthode de la commande vectorielle par orientation indirecte du flux (IFOC), on ne régule pas le flux rotorique et on n'a donc besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou de d'observateur de flux. Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor. A partir des grandeurs de référence qu'on souhaite obtenir (flux et couple), il est possible de calculer les courants ou les tensions captées. [145]

IV.4. Commande vectorielle de deux machines connectées en série

Selon les équations (III-14), (III-15) et (III-16), (III-17) du chapitre précédent, la transposition des phases dans les enroulements en série place les axes ($d - q$) de stator de la machine 2 en série avec les axes ($x - y$) de stator de la machine 1 ; et vice versa [120].

Le modèle de deux machines asynchrones alimentées en courant dans un référentiel lié au champ tournant est obtenu à partir des équations (III-16)-(III-20) en utilisant les transformations suivantes :

- *Pour la machine 1 :*

$$f_{dq} = f_{dq} \exp(j\theta_{r1}) \quad (\text{IV.2})$$

- *Pour la machine 2 :*

$$f_{xy} = f_{xy} \exp(j\theta_{r2}) \quad (\text{IV.3})$$

Ou : θ_{r1} et θ_{r2} sont définis par $\theta_{r1} = \int \omega_{r1} dt$ et $\theta_{r2} = \int \omega_{r2} dt$ respectivement.

Le modèle de deux machines est donné par les équations :

- *Pour la machine 1 :*

$$\begin{cases} V_d = (R_{s1} + R_{s2})i_d + (L_{s1} + L_{s2})\frac{di_d}{dt} + L_{m1}\frac{di_{dr1}}{dt} + j\omega_{r1}((L_{s1} + L_{s2})i_d + L_{m1}i_{dr1}) \\ V_q = (R_{s1} + R_{s2})i_q + (L_{s1} + L_{s2})\frac{di_q}{dt} + L_{m1}\frac{di_{dr1}}{dt} + j\omega_{r1}((L_{s1} + L_{s2})i_q + L_{m1}i_{dr1}) \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

$$C_{em1} = P_1 L_{m1} (i_{dr1} i_q - i_d i_{qr1}) \quad (\text{IV.5})$$

- *Pour la machine 2 :*

$$\begin{cases} V_x = (R_{s1} + R_{s2})i_x + (L_{s1} + L_{s2})\frac{di_x}{dt} + L_{m2}\frac{di_{dr2}}{dt} + j\omega_{r2}((L_{s1} + L_{s2})i_x + L_{m2}i_{dr2}) \\ V_y = (R_{s1} + R_{s2})i_y + (L_{s1} + L_{s2})\frac{di_y}{dt} + L_{m2}\frac{di_{dr2}}{dt} + j\omega_{r2}((L_{s1} + L_{s2})i_y + L_{m2}i_{dr2}) \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

$$C_{em2} = P_2 L_{m2} (i_{dr2} i_y - i_x i_{qr2}) \quad (\text{IV.7})$$

Les deux équations sont totalement indépendantes, donc on peut commander chaque machine avec sa commande vectorielle et en utilisant un seul convertisseur.

Le couple de première machine commandé par les deux courants (I_d, I_q) et pour la deuxième machine le couple commandée par les deux courant (I_x, I_y) .

Le modèle lié au champ tournant de deux machines est alors définit par [150] :

- *Pour la machine 1 :*

$$\begin{cases} V_d = (R_{s1} + R_{s2})i_d + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})\frac{di_d}{dt} + \frac{L_{m1}}{L_{r1}}\frac{di_{dr1}}{dt} + j\omega_{r1}((\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})i_d + \frac{L_{m1}}{L_{r1}}\phi_{r1}) \\ V_q = (R_{s1} + R_{s2})i_q + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})\frac{di_q}{dt} + \frac{L_{m1}}{L_{r1}}\frac{di_{dr1}}{dt} + j\omega_{r1}((\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})i_q + \frac{L_{m1}}{L_{r1}}\phi_{r1}) \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

- *Pour la machine 2 :*

$$\begin{cases} V_x = (R_{s1} + R_{s2})i_x + (\sigma_2 L_{s1} + L_{s2})\frac{di_x}{dt} + \frac{L_{m2}}{L_{r2}}\frac{di_{dr2}}{dt} + j\omega_{r2}((\sigma_2 L_{s1} + L_{s2})i_x + \frac{L_{m2}}{L_{r2}}\phi_{r2}) \\ V_y = (R_{s1} + R_{s2})i_y + (\sigma_2 L_{s1} + L_{s2})\frac{di_y}{dt} + \frac{L_{m2}}{L_{r2}}\frac{di_{dr2}}{dt} + j\omega_{r2}((\sigma_2 L_{s1} + L_{s2})i_y + \frac{L_{m2}}{L_{r2}}\phi_{r2}) \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

Le modèle des deux machines alimentées en courant dans un référentiel lié au champ tournant est donné par les équations suivantes :

- *Pour la machine 1 :*

$$\begin{cases} V_{ds}^{inv} = (R_{s1} + R_{s2})I_{ds} + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})I_{ds} - \omega_{r1}((\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})I_{qs}) \\ V_{qs}^{inv} = (R_{s1} + R_{s2})I_{qs} + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})I_{qs} + \omega_{r1} \left(\frac{L_{s1}}{M_1} \Phi_{r1} + L_{s2} I_{ds} \right) \end{cases} \quad (IV.10)$$

- *Pour la machine 2 :*

$$\begin{cases} V_{xs}^{inv} = (R_{s1} + R_{s2})I_{xs} + (\sigma_2 L_{s1} + L_{s2})I_{xs} - \omega_{r2}((\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})I_{ys}) \\ V_{ys}^{inv} = (R_{s1} + R_{s2})I_{ys2} + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})I_{ys} + \omega_{r2} \left(\frac{L_{s2}}{M_2} \Phi_{r2} + L_{s1} I_{xs} \right) \end{cases} \quad (IV.11)$$

La commande vectorielle standard permet la création des tensions de références de la même manière qu'en triphasé comme le montre la figure suivante [151] :

On a selon la figure (IV-2) précédente les équations suivantes pour les deux machines [151]

- *Pour la machine 1 :*

$$\begin{cases} V_{sd}^* = V_d + e_d \\ V_{sq}^* = V_q + e_q \end{cases} \quad (IV.12)$$

- *Pour la machine 2 :*

$$\begin{cases} V_{sx}^* = V_x + e_x \\ V_{sy}^* = V_y + e_y \end{cases} \quad (IV.13)$$

Le couplage qui existe entre les équations V_{d-q} de la première machine d'une part et les équations V_{x-y} de la deuxième machine d'autre part ; est éliminé par une méthode qui consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage.

Ces derniers sont rajoutés à la sortie des régulateurs des courants afin d'obtenir les tensions de références pour les deux machines [151] :

- *Pour la machine 1 :*

$$\begin{cases} e_d = -\omega_{r1}(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})I_{qs} \\ e_q = \omega_{r1} \left(\frac{L_{s1}}{M_1} \Phi_{r1} + L_{s2} I_{ds} \right) \end{cases} \quad (IV.14)$$

- *Pour la machine 2 :*

$$\begin{cases} e_x = -\omega_{r2}(\sigma_2 L_{s1} + L_{s2})I_{ys} \\ e_y = \omega_{r2} \left(\frac{L_{s2}}{M_2} \phi_{r2} + L_{s2} I_{xs} \right) \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

IV.4.1. Calcul des tensions de références de convertisseur :

- *Pour la machine 1 :*

$$\begin{cases} V_{as1}^* = \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds1}^* \cos(\theta_{r1}) - V_{qs1}^* \sin(\theta_{r1}) + V_{xs1}^*] \\ V_{bs1}^* = \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds1}^* \cos(\theta_{r1} - \alpha) - V_{qs1}^* \sin(\theta_{r1} - \alpha) + V_{xs1}^* \cos(2\alpha) + V_{ys1}^* \sin(2\alpha)] \\ V_{cs1}^* = \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds1}^* \cos(\theta_{r1} - \alpha) - V_{qs1}^* \sin(\theta_{r1} - \alpha) + V_{xs1}^* \cos(4\alpha) + V_{ys1}^* \sin(4\alpha)] \\ V_{ds1}^* = \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds1}^* \cos(\theta_{r1} - \alpha) - V_{qs1}^* \sin(\theta_{r1} - \alpha) + V_{xs1}^* \cos(4\alpha) - V_{ys1}^* \sin(4\alpha)] \\ V_{es1}^* = \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds1}^* \cos(\theta_{r1} - \alpha) - V_{qs1}^* \sin(\theta_{r1} - \alpha) + V_{xs1}^* \cos(2\alpha) - V_{ys1}^* \sin(2\alpha)] \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

- *Pour la machine 2 :*

$$\begin{cases} V_{as2}^* = \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds2}^* \cos(\theta_{r2}) - V_{qs2}^* \sin(\theta_{r2}) + V_{xs2}^*] \\ V_{bs2}^* = \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds2}^* \cos(\theta_{r2} - \alpha) - V_{qs2}^* \sin(\theta_{r2} - \alpha) + V_{xs2}^* \cos(2\alpha) + V_{ys2}^* \sin(2\alpha)] \\ V_{cs2}^* = \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds2}^* \cos(\theta_{r2} - \alpha) - V_{qs2}^* \sin(\theta_{r2} - \alpha) + V_{xs2}^* \cos(4\alpha) + V_{ys2}^* \sin(4\alpha)] \\ V_{ds2}^* = \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds2}^* \cos(\theta_{r2} - \alpha) - V_{qs2}^* \sin(\theta_{r2} - \alpha) + V_{xs2}^* \cos(4\alpha) - V_{ys2}^* \sin(4\alpha)] \\ V_{es2}^* = \sqrt{\frac{2}{5}} [V_{ds2}^* \cos(\theta_{r2} - \alpha) - V_{qs2}^* \sin(\theta_{r2} - \alpha) + V_{xs2}^* \cos(2\alpha) - V_{ys2}^* \sin(2\alpha)] \end{cases} \quad (\text{IV.17})$$

Après calcul des tensions de références, on procède à la somme des tensions pour obtenir les tensions d'alimentation pour les deux machines MAS connectées en série, en utilisant la transposition des tensions indiquées précédemment comme suit :

$$\begin{cases} V_A^* = V_{as1}^* + V_{as2}^* \\ V_B^* = V_{bs1}^* + V_{cs2}^* \\ V_C^* = V_{cs1}^* + V_{es2}^* \\ V_D^* = V_{ds1}^* + V_{bs2}^* \\ V_E^* = V_{es1}^* + V_{ds2}^* \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

IV.4.2. Régulation

IV.4.2.1. Régulation de la boucle interne des courants I_{ds} et I_{xs} :

D'après (IV.8), (IV.10) et (IV.12), on a :

$$\begin{cases} V_{ds} = (R_{s1} + R_{s2})I_{ds} + (\sigma_1 L_{s1} + L_{s2}) \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{xs} = (R_{s1} + R_{s2})I_{xs} + (\sigma_2 L_{s1} + L_{s2}) \frac{dI_{xs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

Donc

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{V_{ds}}{(R_{s1} + R_{s2}) + S(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})} \\ I_{xs} = \frac{V_{xs}}{(R_{s1} + R_{s2}) + S(\sigma_2 L_{s1} + L_{s2})} \end{cases} \quad (\text{IV.20})$$

La boucle de régulation des courants I_{ds} et I_{xs} est représentée par le schéma bloc de la figure suivante :

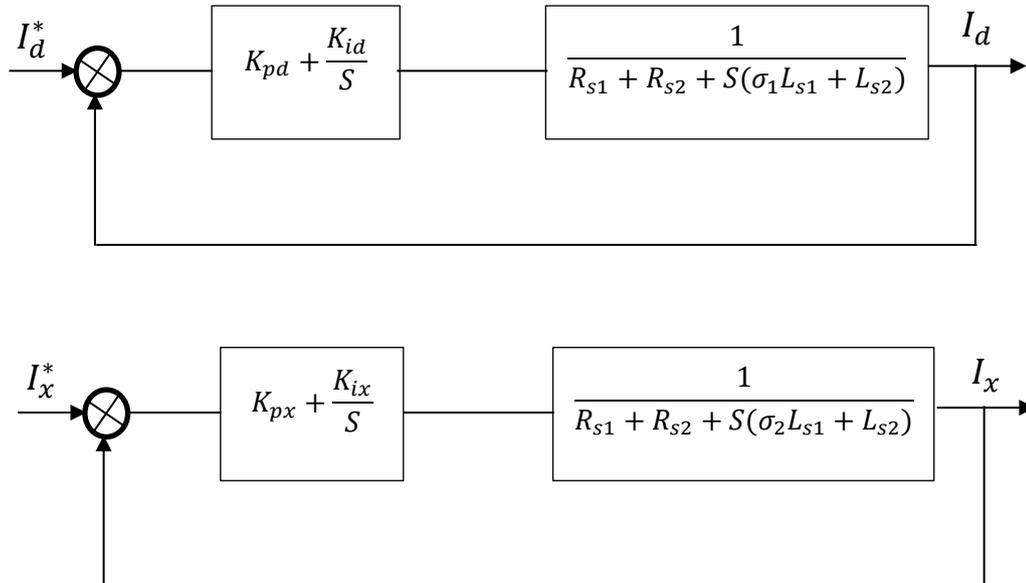


Figure (IV.3) : Schéma fonctionnelle du régulateur des courants I_{xs} et I_{ds}

L'expression mathématique du régulateur PI du correcteur C_{ids} est donnée par la relation suivante :

$$\begin{cases} C_{ids} = K_{pd} + \frac{K_{id}}{S} \\ C_{ixs} = K_{px} + \frac{K_{ix}}{S} \end{cases} \quad (\text{IV.21})$$

On a :

$$\begin{cases} V_{ds} = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{S} \right) * (I_{dsref} - I_{ds}) \\ V_{xs} = \left(K_{px} + \frac{K_{ix}}{S} \right) * (I_{xsref} - I_{xs}) \end{cases} \quad (\text{IV.22})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\begin{cases} \frac{I_{ids}}{I_{dsref}} = \frac{(K_{pd}S + K_{id}) \frac{1}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})}}{G(s)} \\ \frac{I_{ixs}}{I_{xsref}} = \frac{(K_{px}S + K_{ix}) \frac{1}{(\sigma_2 L_{s1} + L_{s2})}}{G(s)} \end{cases} \quad (\text{IV.23})$$

Le polynôme caractéristique est :

$$\begin{cases} G(s)_d = S^2 + \frac{K_{pd}S + K_{id}}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})} S + \frac{K_{id}}{(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})} = 0 \\ G(s)_x = S^2 + \frac{K_{px}S + K_{ix}}{(\sigma_2 L_{s1} + L_{s2})} S + \frac{K_{ix}}{(\sigma_2 L_{s1} + L_{s2})} = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

$$G(s)_{d,x} = S^2 + 2\rho S + 2\rho^2 \quad (\text{IV.25})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués $S_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, on aura :

L'identification des termes des équations (IV-25) et (IV-26) on aura :

- **Pour la machine 1 :**

$$\begin{cases} K_{id} = 2(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2})\rho^2 \\ K_{pd} = 2(\sigma_1 L_{s1} + L_{s2}) - (R_{s1} + R_{s2}) \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

- **Pour la machine 2 :**

$$\begin{cases} K_{ix} = 2(\sigma_2 L_{s1} + L_{s2})\rho^2 \\ K_{px} = 2(\sigma_2 L_{s1} + L_{s2}) - (R_{s1} + R_{s2}) \end{cases} \quad (\text{IV.27})$$

IV.4.2.2. Régulation de la boucle externe du flux :

Afin d'assurer un bon contrôle du couple, il faut maintenir le flux constant lors des changements de consigne de vitesse ou de position, ainsi que lors des applications d'une charge nominale.

On a:

$$\begin{cases} \Phi_{r1} = \frac{M_1}{1+T.S} I_{ds} \\ \Phi_{r2} = \frac{M_2}{1+T.S} I_{xs} \end{cases} \quad (IV.28)$$

Le schéma bloc de la régulation du flux est le suivant :

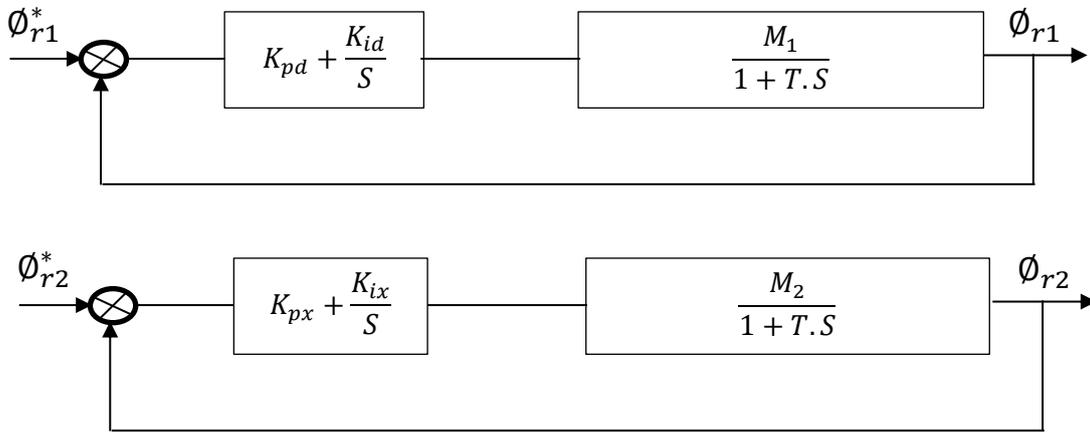


Figure (IV.4) : schéma fonctionnelle des régulateurs de flux φ_{r1} et φ_{r2}

La fonction de transfert est :

$$\frac{\Phi_{r1}}{\varepsilon_{\Phi}(s)} = C_{\Phi} \cdot \frac{M_1}{1+T.S} = \left(K_{p\Phi} + \frac{K_{i\Phi}}{S} \right) \cdot \frac{M_1}{1+T.S} \quad (IV.29)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\Phi_{r1}(S)}{\Phi_{ref1}(S)} = \frac{(K_{p\Phi} \cdot S + K_{i\Phi}) \cdot \frac{M_1}{T}}{G(s)} \quad (IV.30)$$

L'équation caractéristique en boucle fermée est donnée par :

$$G(s) = S^2 + \frac{1+M_1 \cdot K_{p\Phi}}{T} S + \frac{M_1 \cdot K_{i\Phi}}{T} = 0 \quad (IV.31)$$

$$G(s) = S^2 + 2\rho S + 2\rho^2 \quad (IV.32)$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués $S_{1,2} = \rho(-1 \pm j)$, on aura:

Par identification on trouve :

$$\begin{cases} K_{\phi id} = \frac{2T}{M_1} \rho^2 \\ K_{\phi pd} = \frac{1}{M_1} (2T\rho - 1) \end{cases} \quad (\text{IV.33})$$

Même procédé pour la machine 2 On trouve :

$$\begin{cases} K_{\phi ix} = \frac{2T}{M_2} \rho^2 \\ K_{\phi px} = \frac{1}{M_2} (2T\rho - 1) \end{cases} \quad (\text{IV.34})$$

IV.4.2.3 Régulation de la boucle interne des courants I_{qs1} et I_{qs2} :

Les mêmes calculs sont effectués pour dimensionner les régulateurs des courants I_{qs1} et I_{qs2} que pour dimensionner les régulateurs des courants I_{ds1} et I_{ds2} , on trouve les mêmes coefficients K_{iq} et K_{pq} .

IV.4.2.4 Régulation de la boucle externe de vitesse :

Les mêmes calculs sont faits pour dimensionner les régulateurs des vitesses Ω_1 et Ω_2 que pour la vitesse Ω d'une seule machine, et puisque les deux machines ont les mêmes paramètres on trouve les mêmes constantes pour les deux régulateurs.

Par identification on trouve :

- *Pour la machine 1 :*

$$\begin{cases} K_{i\Omega 1} = \frac{2J_1 \rho^2}{P_1} \\ K_{p\Omega 1} = \frac{2J_1 P_1 - f_v}{P_1} \end{cases} \quad (\text{IV.35})$$

- *Pour la machine 2 :*

$$\begin{cases} K_{i\Omega 2} = \frac{2J_2 \rho^2}{P_2} \\ K_{p\Omega 2} = \frac{2J_2 P_2 - f_v}{P_2} \end{cases} \quad (\text{IV.36})$$

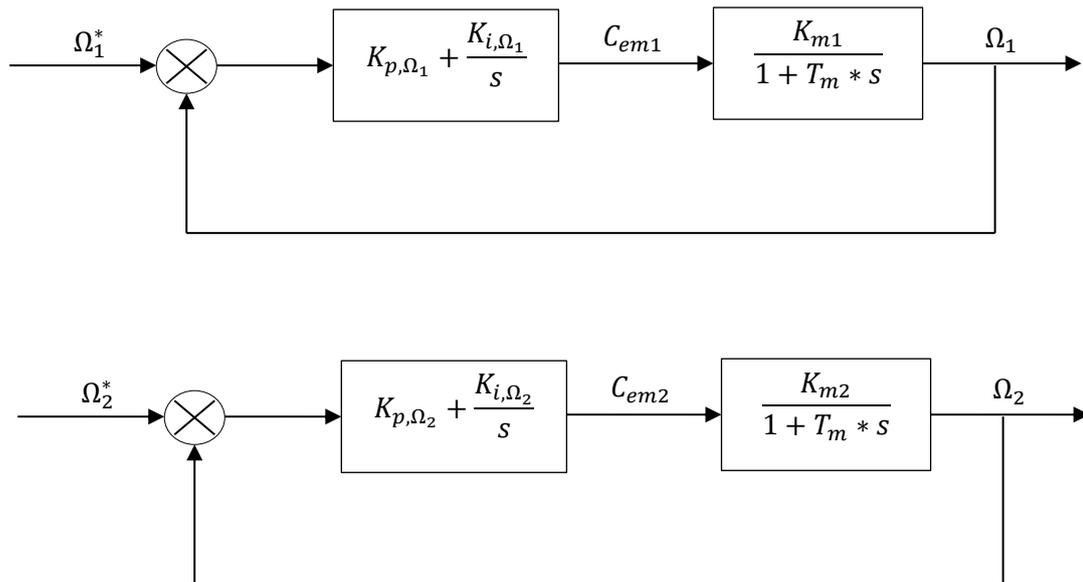


Figure (IV.5) : schéma fonctionnelle des régulateurs de vitesse Ω_1 et Ω_2

IV.5. Simulation et résultats :

Les figures suivantes donnent les résultats de simulation de la commande vectorielle directe en boucle fermée de deux machines asynchrone pentaphasées connectées en série.

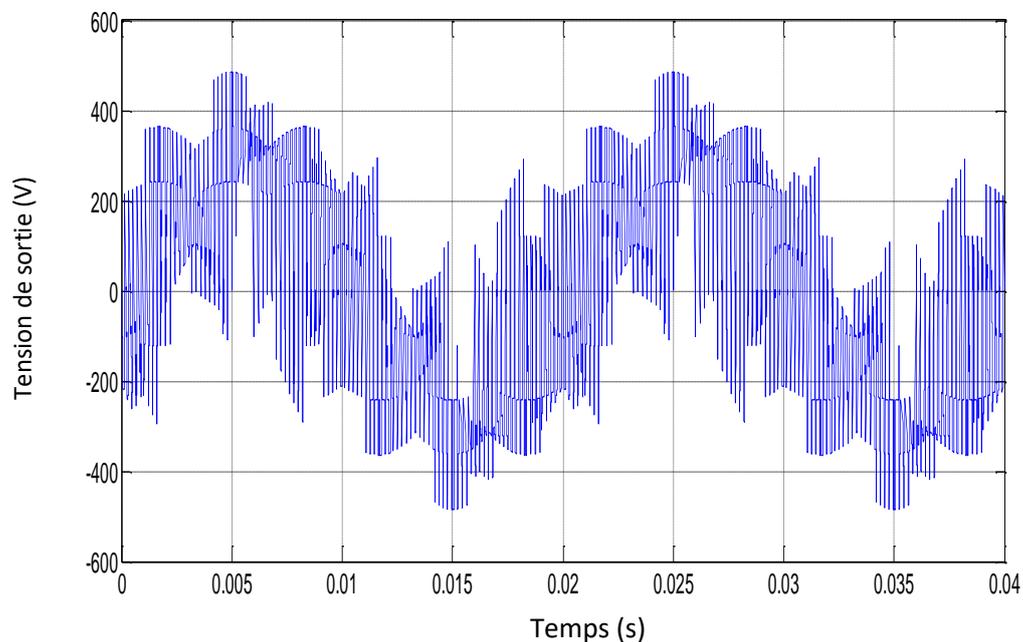


Figure IV. 6. Tension de sortie du convertisseur V_a (V)

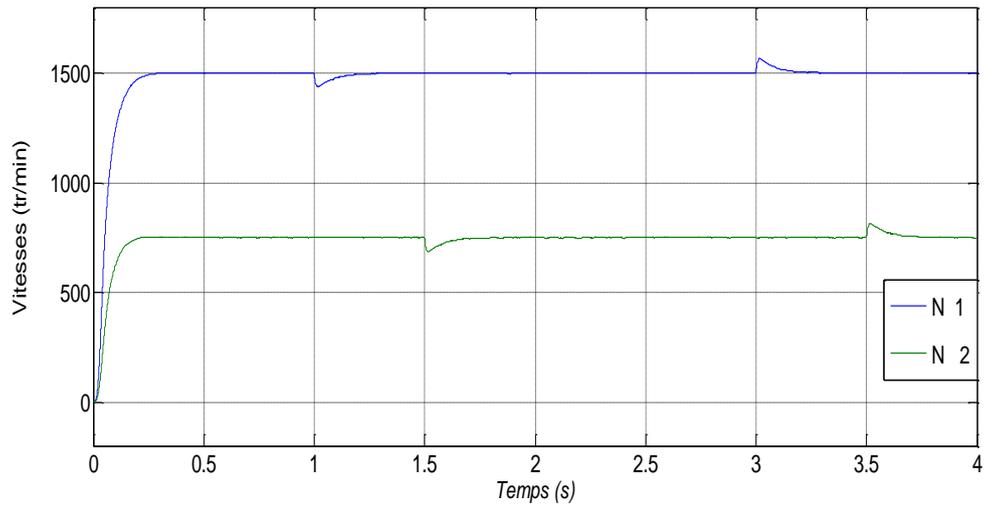


Figure IV. 7. Vitesses de deux machines (tr/min)

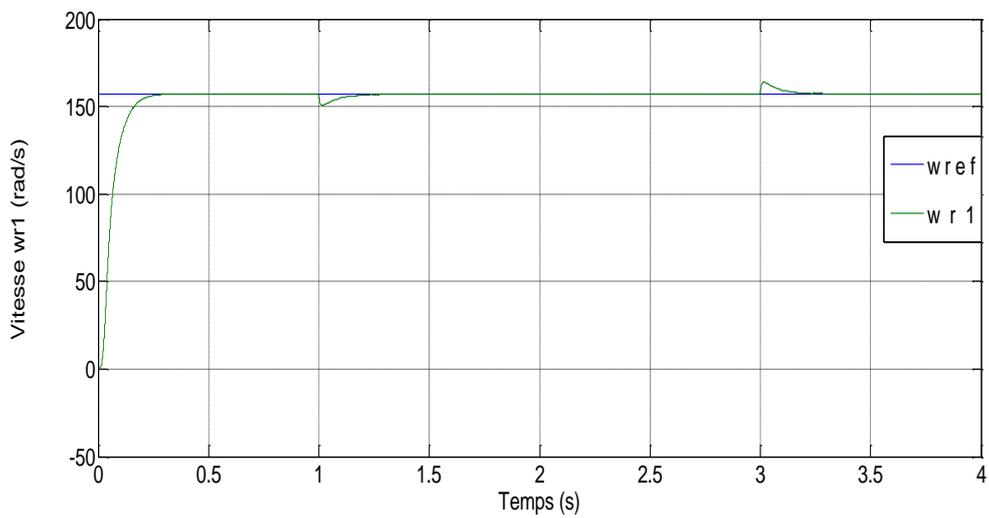


Figure IV.8. Vitesse de première machine avec vitesse de référence (rad/s)

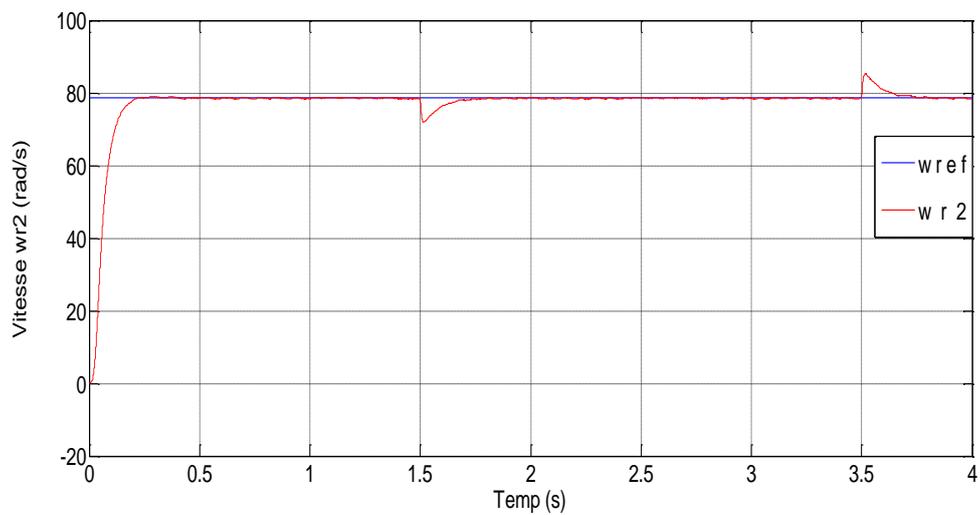


Figure IV.9. Vitesse de deuxième machine avec vitesse de référence (rad/s)

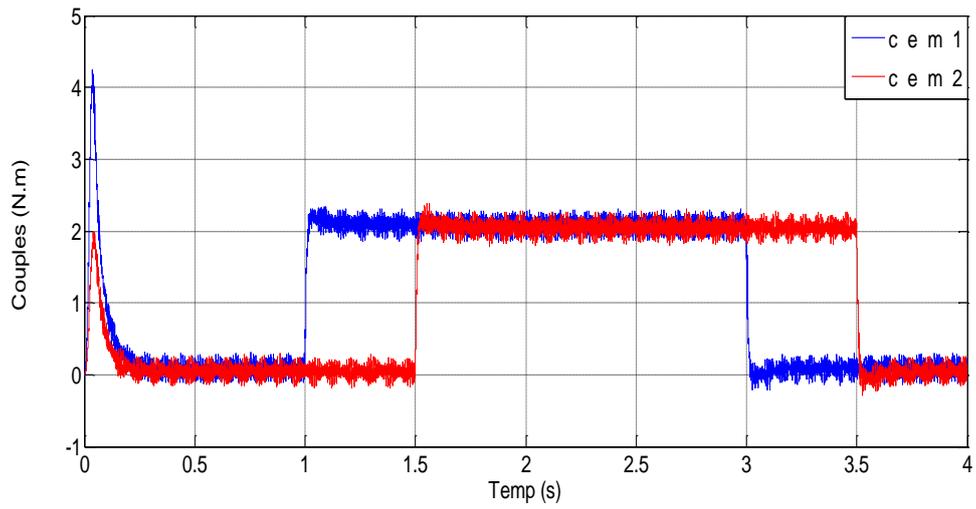


Figure IV.10. Couples électromagnétiques de deux machines (N.m)

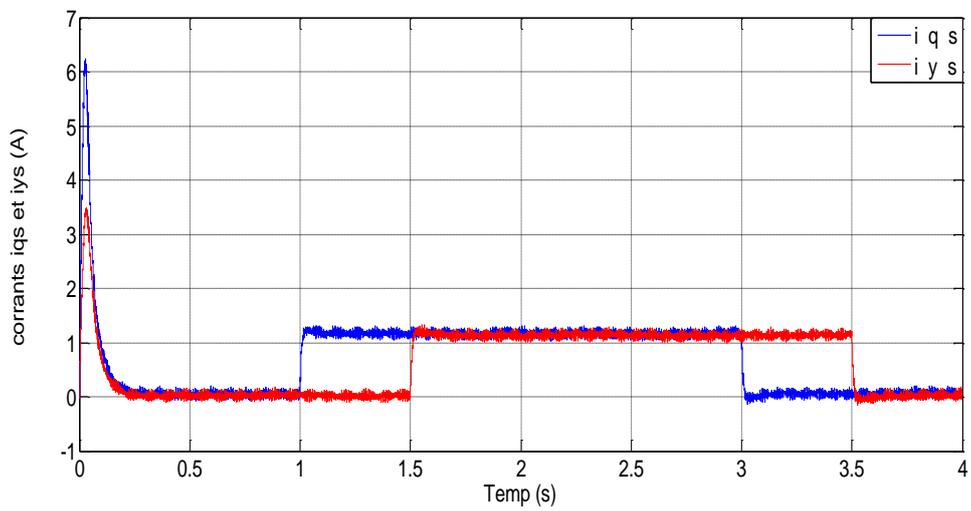


Figure IV.11. Courants iq s et iys pour deux machines (A)

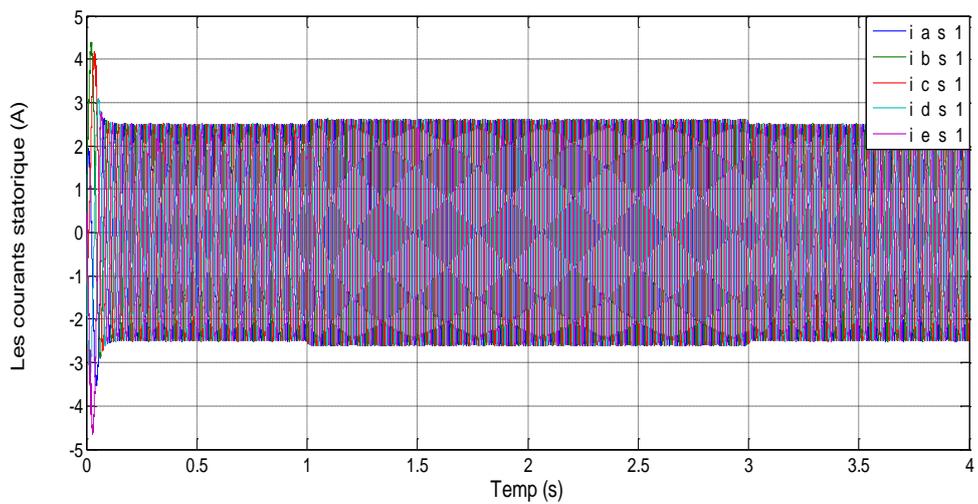


Figure IV.12. Courants des phases pour premier machines (A)

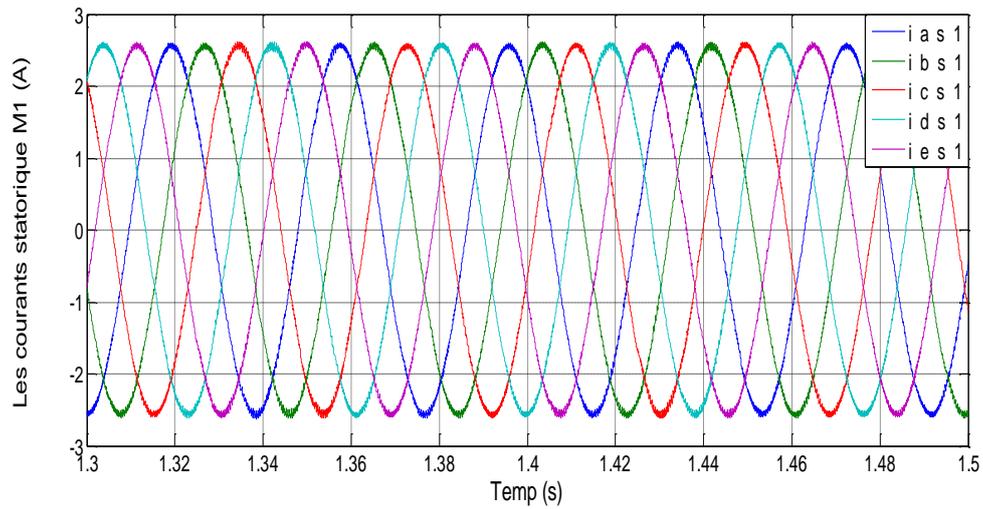


Figure IV.13. Courants des phases pour premier machines (A)

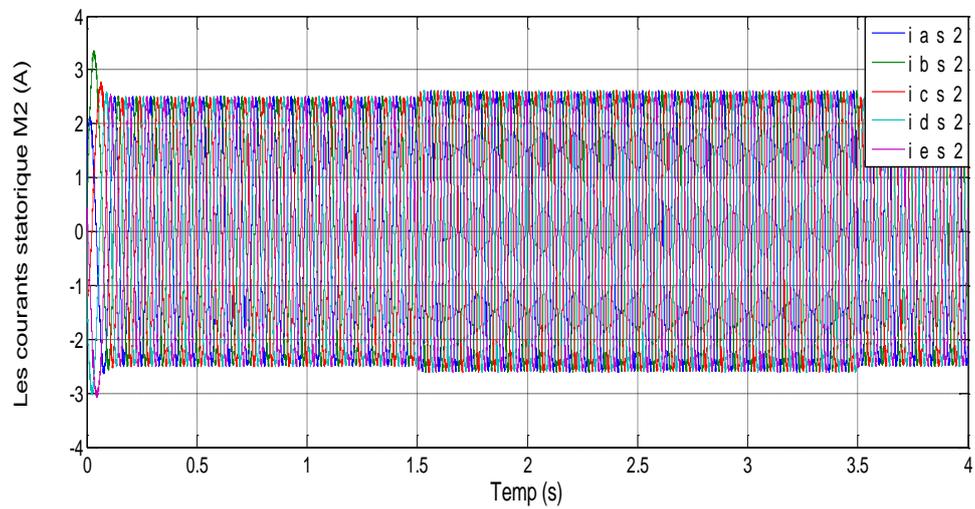


Figure IV.14. Courants des phases pour deuxième machines (A)

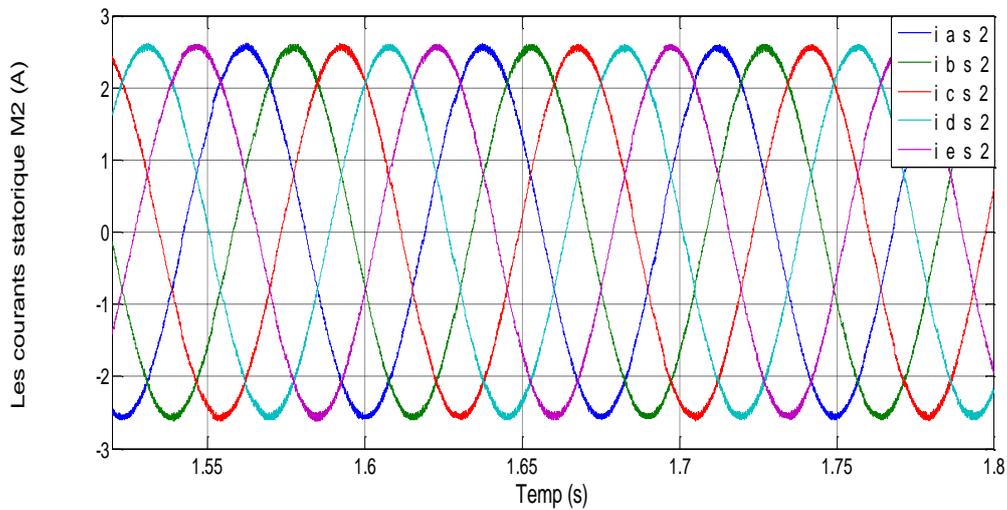


Figure IV.15. Courants des phases pour deuxième machines (A)

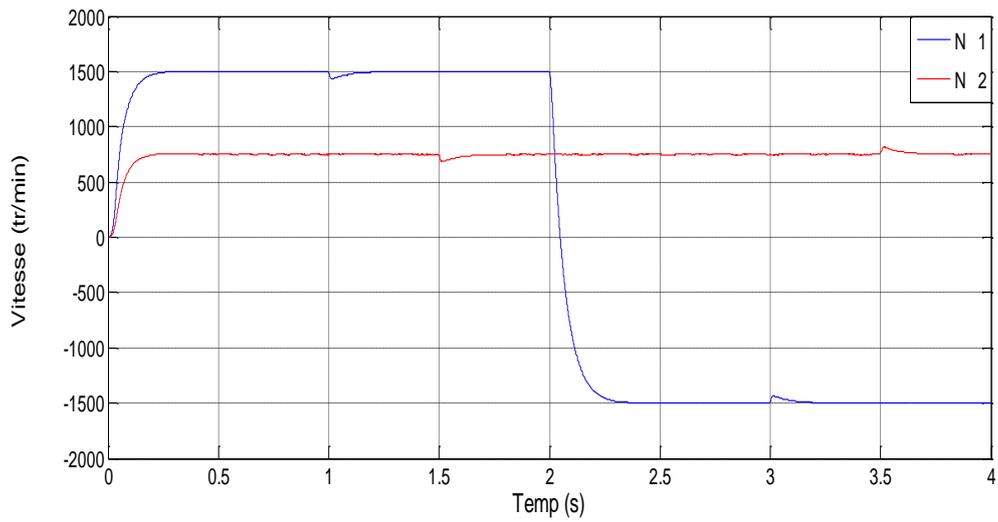


Figure IV.16. Vitesses pour deux machines (tr/min)

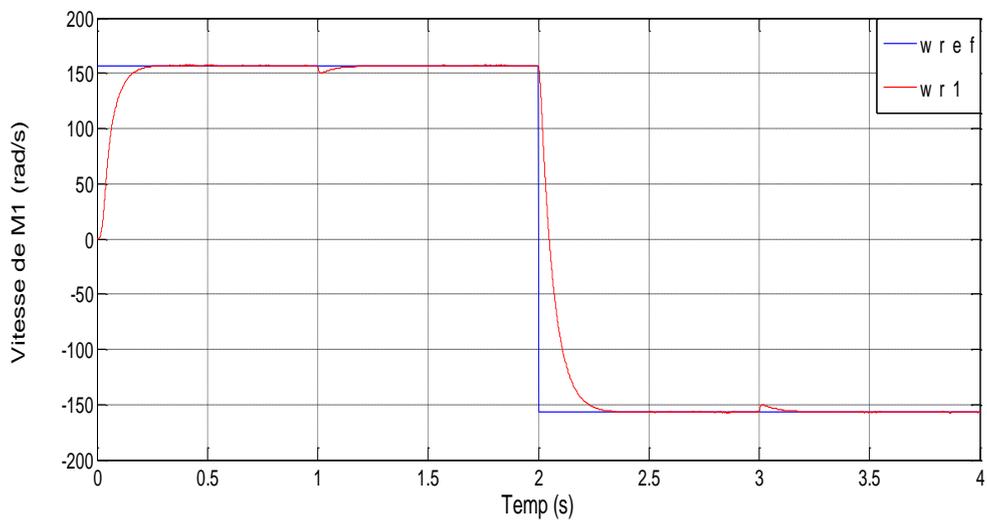


Figure IV.17. Vitesse de première machine avec vitesse de référence (rad/s)

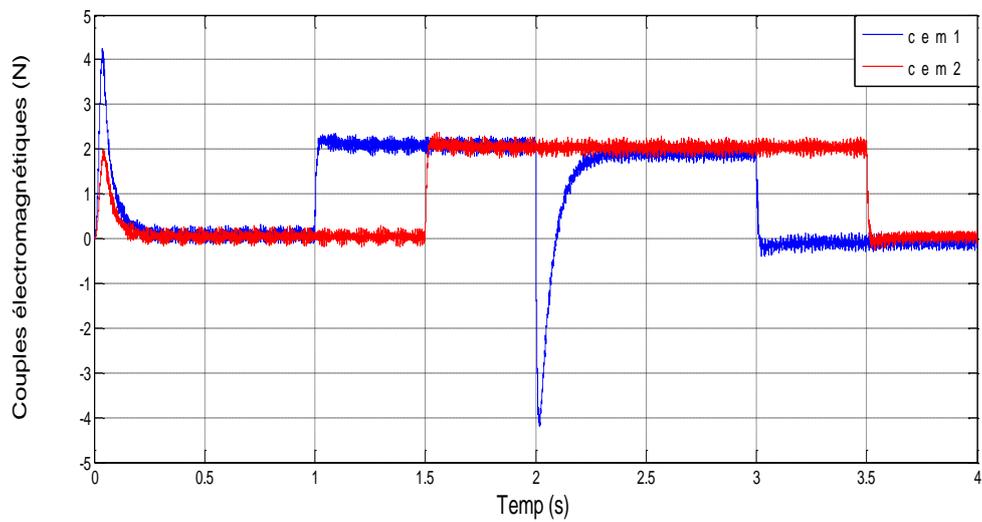


Figure IV.18. Couples électromagnétiques de deux machines (N.m)

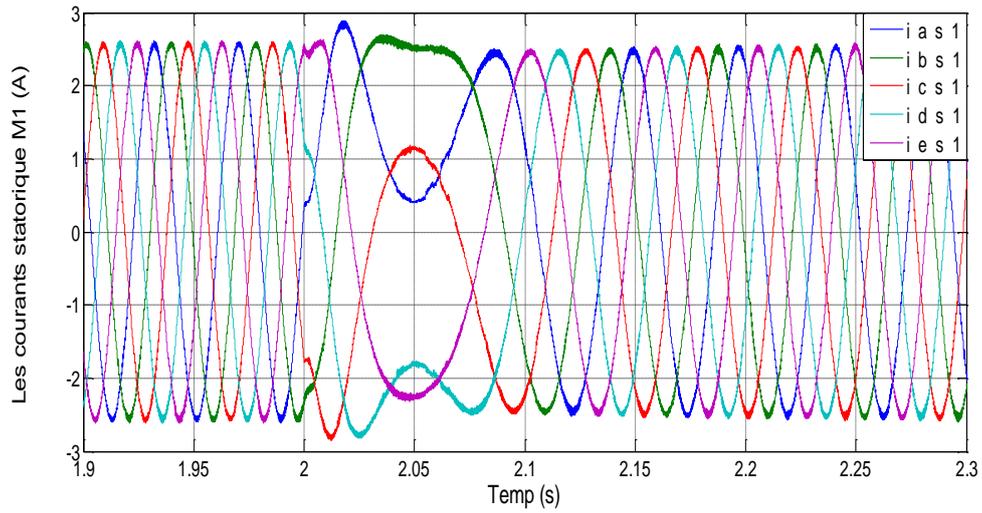


Figure IV.19. Courants des phases pour première machines (A)

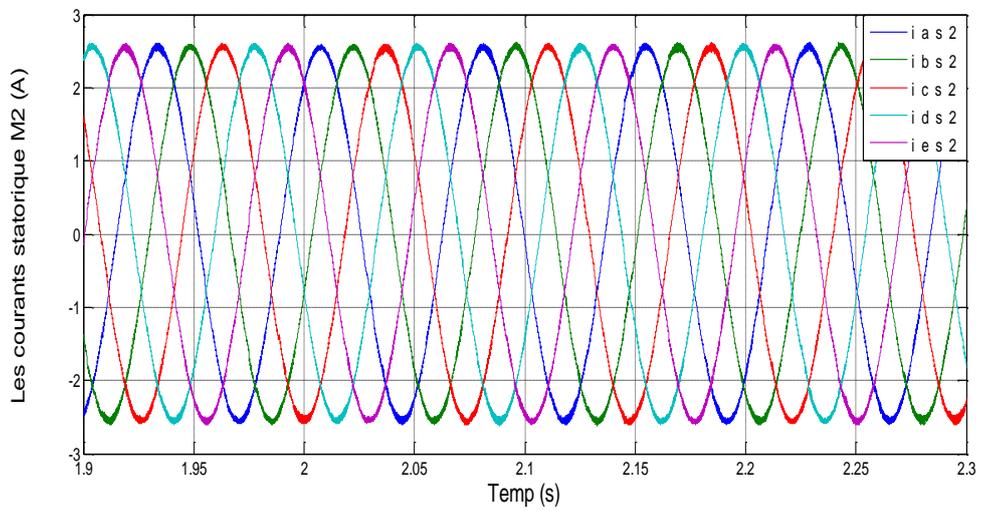


Figure IV.20. Courants des phases pour deuxième machines (A)

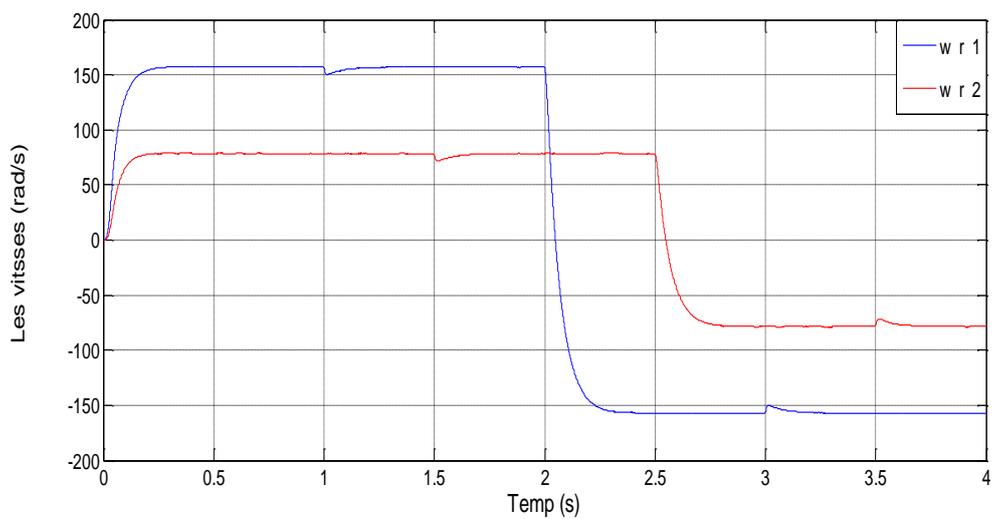


Figure IV.22. Vitesses pour deux machines (rad/s)

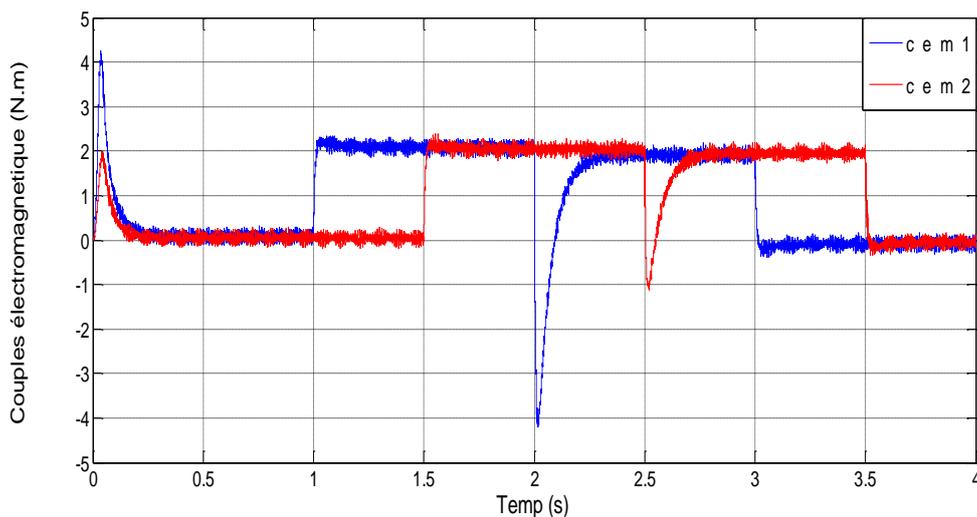


Figure IV.23. Couples électromagnétiques de deux machines (N.m)

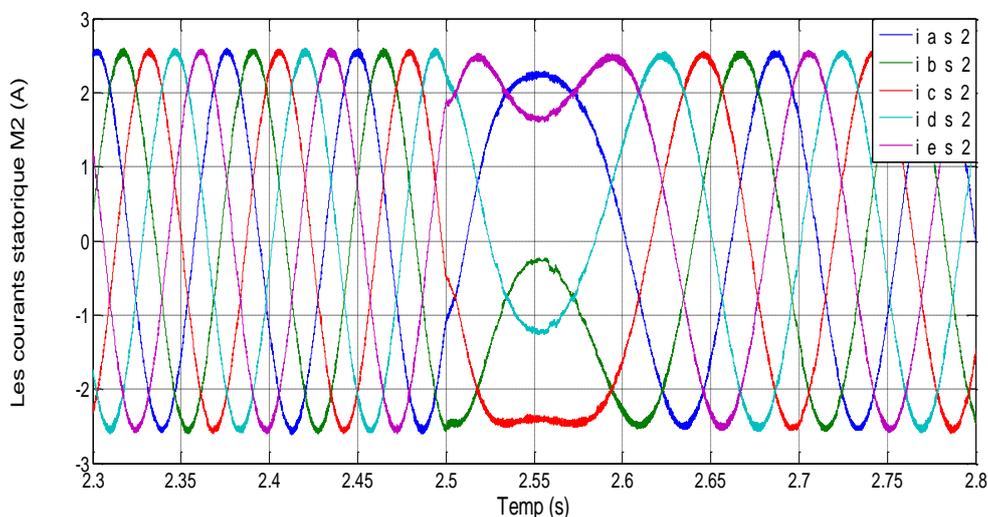


Figure IV.24. Courants des phases pour deuxième machines (A)

Interprétation des résultats

Les figures (IV.7)-(IV.24) représentent un démarrage à vide puis l'application d'une charge nominale de ($C_r = 2 N.m$).

- On remarque que la vitesse de deux machines diminue à l' instant de l'application de la charge entre [1s – 3s] pour la première machine et [1.5s – 3.5s] pour deuxième machine puis cette diminution est corrigée par le régulateur **PI** (Proportion Intégrales) figures (7)-(9) (22). Les résultats montrent que la transposition des phases des deux machines nous a permis de commander les deux machines indépendamment l'une de l'autre.

- On constate des ondulations du couple et du courant dues aux harmoniques générés par l'onduleur figures (10) (18) (23).
- Les figures (12)-(15) (19) (20) (24) montre que les courants statoriques augmente lors 'que appliquée le couple résistant sur les deux machines et sont la même amplitude.

IV.7. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la commande vectorielle de deux machines asynchrones pentaphasées connectées en série en mode sain. Nous avons utilisé le mode d'orientation du flux à savoir le flux rotorique. On montre ainsi mathématiquement que le mode particulier de mise en série des enroulements statoriques permet une commande vectorielle indépendante des deux moteurs bien qu'ils soient alimentés par un seul convertisseur cinq phases.

Les résultats de simulation est décrit plus en détail et l'accent est mis sur la présentation des résultats pour divers transitoires (accélération, couples, décélération et inversion de vitesse). Ainsi on vérifie que la commande des deux machines connectées en série est pratiquement totalement découplée. La structure d'entraînement étudiée est applicable à tous les types de machines à courant alternatif à cinq phases avec une distribution de flux sinusoïdale. On pense que les meilleures perspectives d'applications industrielles réelles existent dans le domaine des enrouleurs, qui appartient à la catégorie des entraînements à puissance constante.

La transposition des phases de deux machines nous a permis d'avoir plus de degré de liberté sur les axes des courants et ainsi de commander les deux machines indépendamment.



Chapitre V :

**Modélisation de deux machines mas pentaphasées connecté
en série en mode dégradé**



Chapitre V

Modélisation de deux machines MAS pentaphasées connecté en série en mode dégradé

V.1. Introduction

L'augmentation de la fiabilité, la disponibilité et la sûreté de fonctionnement constituent à l'heure actuelle l'une des préoccupations majeures des industriels. Cependant, dans certaines applications où un fonctionnement continu est souhaitable ou critique, une mise hors tension complète du système d'entraînement devient inacceptable [118]. Dans certains systèmes complexes, comme dans l'aéronautique ou les centrales nucléaires, la phase de détection et de localisation d'un ou de plusieurs défauts est nécessaire mais n'est pas suffisante pour garantir la sûreté de fonctionnement.

Avec une phase en circuit ouvert, les deux machines à induction peuvent continuer à être utilisées avec une structure d'enroulement asymétrique et une excitation déséquilibrée. Cependant, la perte d'une phase va considérablement modifier le comportement dynamique de ce système, car les interactions entre la phase perdue et le reste des enroulements de deux machines, due au couplage mutuel, n'existent plus [118] [119]. Comme la réponse transitoire de système électrique est essentielle dans un système d'entraînement moderne, il est nécessaire de développer des outils analytiques qui peuvent gérer la dynamique des machines électriques dans des conditions de fonctionnement structurellement déséquilibrés.

Dans ce chapitre, il sera étudié une approche de modélisation pour deux machines à induction pentaphasées connecte en série avec rupture d'une phase. La technique étudiée est établie directement sur la base de la structure asymétrique des enroulements statoriques, et fournit ainsi un outil précis et pénétrant à la modélisation de deux machines à induction avec déséquilibre structurel.

V.2. Modélisation des machines polyphasées en présence d'un défaut d'ouverture de phases

Pour représenter des machines polyphasées asynchrones en régime dégradé, il faut trouver un jeu d'équations reliant les différentes variables (tensions, courants, couple

électromagnétique, etc.). Ces modèles reposent sur les objectifs poursuivis. La modélisation peut être globalement classée en deux types :

- ✚ Modélisation en régime dégradé en vue de l'analyse
- ✚ Modélisation en régime dégradé en vue de la commande

La recherche d'une nouvelle matrice de diagonalisation des matrices inductances et inductance mutuelle est indispensable. Pour chaque phase ouverte une nouvelle matrice de découplage doit être calculée. Néanmoins, ces matrices ne diagonalisent pas totalement les matrices d'inductances, l'auteur a présenté une matrice de découplages T_4 de la machine pentaphasée lors de l'ouverture de la phase « a » en appliquant cette matrice à la matrice inductance nous retrouvons une matrice inductance avec un couplage entre la machine principale et la machine secondaire ce qui est donné dans l'équation (V.1). L'auteur a déclaré avec ces propres termes : “ *Cette matrice est orthonormée et permet de minimiser le couplage entre les nouvelles variables d'état dans les référentiels considérés* “. Le problème de ce couplage se résout au niveau de la commande, ce qui veut dire que ce sont des modèles en vue de la commande.

$$T_4 L_{s4} T_4^T = \begin{bmatrix} L_{ls} + (5/4)L_m & 0.77L_{ls} + 0.96L_m & -0.52L_{ls} - 0.65L_m & 0 \\ 0.77L_{ls} + 0.96L_m & 0.6L_{ls} + (3/4)L_m & -0.4L_{ls} - 0.5L_m & 0 \\ -0.52L_{ls} - 0.96L_m & -0.4L_{ls} - (3/4)L_m & 0.6L_{ls} + 0.5L_m & 0.58L_{ls} \\ 0.56L_m & 0.43L_m & -0.58L_{ls} - 0.29L_m & L_{ls} \end{bmatrix} \quad (V.1)$$

Avec

$$L_{s4} = \begin{bmatrix} L_s + \frac{1}{4}L_1 & L_1 + \frac{1}{4}L_2 & L_1 + \frac{1}{4}L_2 & L_1 + \frac{1}{4}L_2 \\ L_1 + \frac{1}{4}L_2 & L_s + \frac{1}{4}L_1 & L_1 + \frac{1}{4}L_2 & L_1 + \frac{1}{4}L_2 \\ L_1 + \frac{1}{4}L_2 & L_1 + \frac{1}{4}L_2 & L_s + \frac{1}{4}L_1 & L_1 + \frac{1}{4}L_2 \\ L_1 + \frac{1}{4}L_2 & L_1 + \frac{1}{4}L_2 & L_1 + \frac{1}{4}L_2 & L_s + \frac{1}{4}L_1 \end{bmatrix} \quad (V.2)$$

$$T_4 = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \sqrt{\frac{2}{5}} & \sqrt{\frac{2}{5}} & \sqrt{\frac{2}{5}} & \sqrt{\frac{2}{5}} \end{bmatrix} \quad (V.3)$$

Tel que :

$$L_1 = L_m \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) = L_m \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right), L_s = L_m + L_{sl} \text{ et } L_2 = L_m \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) = L_m \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right)$$

V.2.1. Reformulation des matrices statoriques lors d'un défaut d'ouverture de phases

La méthode adoptée pour l'ouverture de phases statoriques de la machine asynchrone pentaphasée consiste à reformuler les matrices d'inductances et la matrice de résistance statoriques, ce changement se résume à éliminer la ligne et la colonne qui représente la phase en défauts. Et pour comparer entre les différents défauts d'ouverture de phases, nous avons développé trois modèles.

➤ Reformulation des matrices statoriques de la machine asynchrone pentaphasée avec ouverture de la phase « a »

Dans le cas de l'ouverture de la phase « a » les changements apportés aux matrices statoriques sont les suivant :

La matrice de résistances devient :

$$[R_{s1.2}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{V.4})$$

Avec : $R_{s1} = R_{s2} = R_s$

La matrice d'inductance est obtenue en enlevant la première colonne et la première ligne de la matrice d'inductance du modèle sain pour les deux machines, nous obtenons alors une nouvelle matrice d'inductance qui est exprimé comme suit :

$$[L_{s1.2}] = \begin{bmatrix} L_s + M_s & M_s \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & M_s \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & M_s \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ M_s \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_s + M_s & M_s \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & M_s \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ M_s \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & M_s \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_s + M_s & M_s \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ M_s \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & M_s \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & M_s \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_s + M_s \end{bmatrix} \quad (\text{V.5})$$

Avec : $L_{s1} = L_{s2} = L_s$

En éliminant la première colonne de la matrice d'inductance mutuelle qui représente la phase ouverte « *a* » pour deux machines, nous obtenons une nouvelle matrice qui est donnée par :

$$[M_{sr1.2}] = L_{m1.2} \begin{bmatrix} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{V.6})$$

Avec : $[M_{sr1.2}] = [M_{rs1.2}]^T$; $L_{m1} = L_{m2} = L_m$

- **Reformulation des matrices statoriques de la machine pentaphasée lors de l'ouverture de deux phases adjacente « *a et b* » pour la première machine et non adjacentes « *a et c* » pour la deuxième machine :**

En procédant de la même manière que lors de l'ouverture de la phase « *a et b* » pour la première machine, mais la deuxième machine les deux phases ouverts sont « *a et c* », nous aboutissons à de nouvelles matrices qui sont données comme suit :

La matrice de résistances devient :

$$[R_{s1.2}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{V.7})$$

Matrice d'inductance statorique pour la première machines :

$$[L_{s1}] = \begin{bmatrix} L_s + M_s & M_s \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & M_s \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ M_s \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_s + M_s & M_s \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ M_s \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & M_s \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_s + M_s \end{bmatrix} \quad (\text{V.8})$$

Matrice d'inductance statorique pour la deuxième machines :

$$[L_{s2}] = \begin{bmatrix} L_s + M_s & M_s \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & M_s \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ M_s \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & L_s + M_s & M_s \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ M_s \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & M_s \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & L_s + M_s \end{bmatrix} \quad (\text{V.9})$$

Matrice d'inductance mutuelle pour la première machines :

$$[M_{sr1}] = L_{m1} \begin{bmatrix} \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{V.10})$$

Matrice d'inductance mutuelle pour la deuxième machines :

$$[M_{sr2}] = L_{m2} \begin{bmatrix} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{8\pi}{5}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{V.11})$$

V.3. Modélisation de deux MAS pentaphasées connecté en série en mode dégradée (ouverture d'une phase)

Lorsqu'un défaut de phase ouverte se produit, les deux machines deviennent asymétriques et le modèle du système doit être revu car la somme des tensions des phases saines n'est plus nulle. La bimachine à cinq phases étant symétrique, on considérera plus loin que la phase "a" est la phase défaillante sans manque de généralité. Par conséquent, la force contre-électromotrice induite de la phase "a" est prise en compte dans les équations de tension de phase d'équilibre et la matrice qui relie les tensions de l'onduleur et de la phase en situation post-défaut devient :

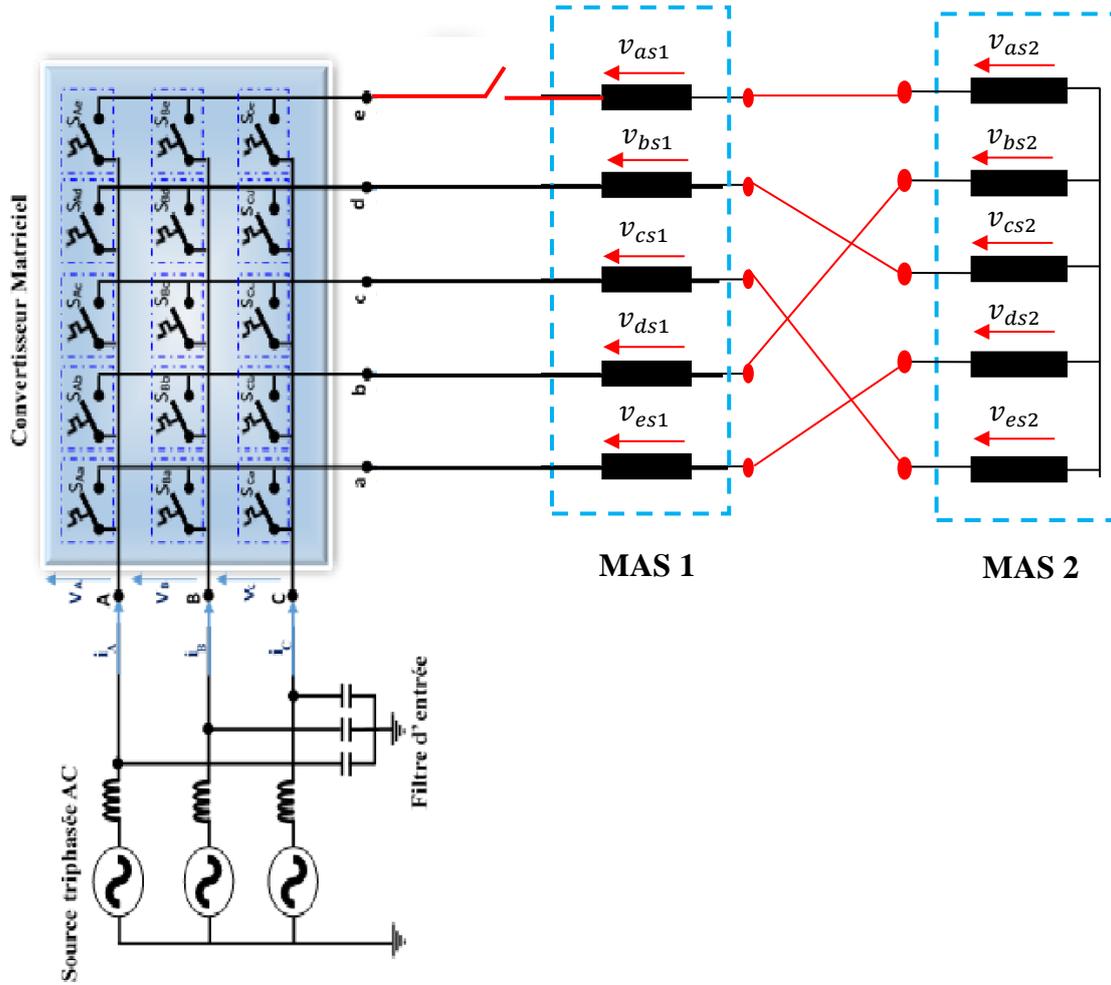


Figure V.1. Schéma de deux machines pentaphasées connecté en série avec ouverture la première phase

On suppose que la phase "a" est ouverte :

$$I_A = i_{as1} = i_{as2} = 0 \tag{V.12}$$

$$v_{As} = (R_{s1} + R_{s2})i_{as} + \frac{d}{dt} \phi_{as} = \frac{d}{dt} \phi_{as} = BackEmf_a \tag{V.13}$$

Avec:

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [R_{s1}] * [i_{s1}] + [L_{s1}] \frac{d}{dt} [i_{s1}] + \frac{d}{dt} [L_{sr}(\theta)] [i_{r1}] \\ [v_{s2}] = [R_{s2}] * [i_{s2}] + [L_{s2}] \frac{d}{dt} [i_{s2}] + \frac{d}{dt} [L_{sr}(\theta)] [i_{r2}] \end{cases} \tag{V.14}$$

$$\begin{cases} [v_{r1}] = [R_{r1}] * [i_{r1}] + [L_{r1}] \frac{d}{dt} [i_{r1}] + \frac{d}{dt} [L_{rs}(\theta)] [i_{s1}] \\ [v_{r2}] = [R_{r2}] * [i_{r2}] + [L_{r2}] \frac{d}{dt} [i_{r2}] + \frac{d}{dt} [L_{rs}(\theta)] [i_{s2}] \end{cases} \tag{V.15}$$

$$[R_{s1,2}] = R_{s1,2} * [I_4] \tag{V.16}$$

$$[R_{r1,2}] = R_{r1,2} * [I_4] \quad (\text{V.17})$$

$$[L_{s1,2}] = L_{ls1,2}[I_4] + M * [\varphi(\alpha)] \quad (\text{V.18})$$

$$[L_{r1,2}] = L_{lr1,2}[I_4] + M * [\varphi(\alpha)] \quad (\text{V.19})$$

$$[L_{sr}(\theta)] = [L_{rs}(\theta)]^T = M * [\varphi(\Delta)] \quad (\text{V.20})$$

Où :

$R_{s1,2}, R_{r1,2}$: Représente résistance statorique et rotorique respectivement pour deux machines, et $L_{ls1,2}, L_{lr1,2}$ représente inductance statorique et rotorique respectivement pour deux machines.

Le modèle à variable de phase du système quadriphasé post-défaut machine peut être déduit, en éliminant termes liés à la phase « a » (en raison de l'absence de courant). En suivant cette procédure, les matrices peuvent être écrites

$$\varphi(\vartheta) = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(3\alpha) \\ \cos(4\alpha) & 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) \\ \cos(3\alpha) & \cos(4\alpha) & 1 & \cos(\alpha) \\ \cos(2\alpha) & \cos(3\alpha) & \cos(4\alpha) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.21})$$

$$\varphi(\vartheta) = \begin{bmatrix} \cos(\Delta_1) & \cos(\Delta_2) & \cos(\Delta_3) & \cos(\Delta_4) \\ \cos(\Delta_5) & \cos(\Delta_1) & \cos(\Delta_2) & \cos(\Delta_3) \\ \cos(\Delta_4) & \cos(\Delta_5) & \cos(\Delta_1) & \cos(\Delta_2) \\ \cos(\Delta_3) & \cos(\Delta_4) & \cos(\Delta_5) & \cos(\Delta_1) \end{bmatrix} \quad (\text{V.22})$$

Où : $\alpha = 2\pi/5$ est angle de décalage spatial entre les phases, et $[I_4]$ est la matrice identité d'ordre 4, et les angles Δ_i sont définis par : $\Delta_i = \theta + (i - 1)\alpha$, étant $i = \{1,2,3,4,5\}$.

Donc la forme matricielle est :

▪ **Pour la première machines**

$$\begin{bmatrix} 0 \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \\ i_{ds1} \\ i_{es1} \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(3\alpha) & \cos(4\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & \sin(3\alpha) & \sin(4\alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(6\alpha) & \cos(8\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(6\alpha) & \sin(8\alpha) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_{s\alpha 1} \\ i_{s\beta 1} \\ i_{sx1} \\ i_{sy1} \\ i_{sz1} \end{bmatrix} = [T_0]^{-1} [i_{s1}] \quad (\text{V.23})$$

▪ **Pour la deuxième machines**

$$\begin{bmatrix} 0 \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \\ i_{ds2} \\ i_{es2} \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(3\alpha) & \cos(4\alpha) \\ 0 & \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & \sin(3\alpha) & \sin(4\alpha) \\ 1 & \cos(2\alpha) & \cos(4\alpha) & \cos(6\alpha) & \cos(8\alpha) \\ 0 & \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(6\alpha) & \sin(8\alpha) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_{s\alpha 2} \\ i_{s\beta 2} \\ i_{sx2} \\ i_{sy2} \\ i_{sz2} \end{bmatrix} = [T_0]^{-1} [i_{s2}] \quad (\text{V.24})$$

Éliminer ensuite la première colonne liée à la phase "a" et la troisième ligne x-dépendante de (V.11) on obtient la matrice de transformation modifiée suivante :

▪ *Pour la première machines*

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha 01} \\ i_{s\beta 01} \\ i_{sx1} \\ i_{sz1} \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(3\alpha) & \cos(4\alpha) \\ \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & \sin(3\alpha) & \sin(4\alpha) \\ \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(6\alpha) & \sin(8\alpha) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{bs1} \\ i_{cs1} \\ i_{ds1} \\ i_{es1} \end{bmatrix} = [T] * [i_{s1}] \quad (\text{V.25})$$

▪ *Pour la deuxième machines*

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha 02} \\ i_{s\beta 02} \\ i_{sx2} \\ i_{sz2} \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(2\alpha) & \cos(3\alpha) & \cos(4\alpha) \\ \sin(\alpha) & \sin(2\alpha) & \sin(3\alpha) & \sin(4\alpha) \\ \sin(2\alpha) & \sin(4\alpha) & \sin(6\alpha) & \sin(8\alpha) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{bs2} \\ i_{cs2} \\ i_{ds2} \\ i_{es2} \end{bmatrix} = [T] * [i_{s2}] \quad (\text{V.26})$$

La définition de (V.14) convertit les équations variables de phase (b, c, d, e) en un nouveau système de coordonnées ($\alpha - \beta$), ($y - z$) dans une procédure analogue à celle de l'état sain. Néanmoins, la matrice de transformation T en mode dégradée ne maintient pas l'orthogonalité de mode sain et la composante de tension z n'est plus nulle car le moteur quadriphasé résultant est asymétrique et les quatre termes de contre-EMF (b, c, d, e) ne s'annulent pas mutuellement. En appliquant l'équation (V.14) aux variables de phase des machines. Considérons attentivement la transformation des variables de phase des machines en examinant les différents termes indépendamment. Le premier terme du côté droit de mode sain est recalculé pour le nouveau système à quatre phases prémultipliant par la matrice de transformation T dans équation (V.3) :

$$\begin{cases} V_{s1} = [T] * R_{s1} * [I_4] * [i_{s1}] + [T] * L_{ls1} * [I_4] \frac{d}{dt} [i_{s1}] \\ V_{s2} = [T] * R_{s2} * [I_4] * [i_{s2}] + [T] * L_{ls2} * [I_4] \frac{d}{dt} [i_{s2}] \end{cases} \quad (\text{V.27})$$

Les deux premières lignes de (V.15) et (V.16) fournissent les composantes ($\alpha_1 - \beta_1$) et ($\alpha_2 - \beta_2$) du terme pour les deux machines :

- *Pour la première machines*

$$\begin{cases} \left(R_{s1} + L_{ls1} \frac{d}{dt} \right) \frac{2}{5} \left(i_{bs1} \cos(\alpha) + i_{cs1} \cos(2\alpha) + i_{ds1} \cos(3\alpha) + i_{es1} \cos(4\alpha) \right) = (R_{s1} + L_{ls1} \frac{d}{dt}) i_{s\alpha 01} \\ \left(R_{s1} + L_{ls1} \frac{d}{dt} \right) \frac{2}{5} \left(i_{bs1} \sin(\alpha) + i_{cs1} \sin(2\alpha) + i_{ds1} \sin(3\alpha) + i_{es1} \sin(4\alpha) \right) = (R_{s1} + L_{ls1} \frac{d}{dt}) i_{s\beta 01} \end{cases} \quad (V.28)$$

- *Pour la deuxième machines*

$$\begin{cases} \left(R_{s2} + L_{ls2} \frac{d}{dt} \right) \frac{2}{5} \left(i_{bs2} \cos(\alpha) + i_{cs2} \cos(2\alpha) + i_{ds2} \cos(3\alpha) + i_{es2} \cos(4\alpha) \right) = (R_{s2} + L_{ls2} \frac{d}{dt}) i_{s\alpha 02} \\ \left(R_{s2} + L_{ls2} \frac{d}{dt} \right) \frac{2}{5} \left(i_{bs2} \sin(\alpha) + i_{cs2} \sin(2\alpha) + i_{ds2} \sin(3\alpha) + i_{es2} \sin(4\alpha) \right) = (R_{s2} + L_{ls2} \frac{d}{dt}) i_{s\beta 02} \end{cases} \quad (V.29)$$

En comparant (V.18) et (III.11) pour la première machines, (V.19) et (III.11) pour deuxième machine, il s'ensuit que les termes d'inductance résistive et de fuite dans le système à quatre phases utilisant (V.17) sont les mêmes que dans le système à cinq phases en mode sain utilisant (III.10). Cependant, si l'on calcule le deuxième terme du côté droit de (III.11), toujours en utilisant (V.14) pour la première machines, et (V.15) pour la deuxième machines, cela donne :

$$[T]M_{1,2}[\Delta(\alpha)] \frac{d}{dt} [i_{s1,2}] \quad (V.30)$$

Les deux premières lignes de (V.19) montrent que les composantes $(\alpha_1 - \beta_1)$ pour la première machine, et $(\alpha_2 - \beta_2)$ pour la deuxième machine ne sont plus symétriques :

- *Pour la première machines*

$$\begin{cases} \frac{3}{5} M_1 \frac{d}{dt} \left(i_{bs1} \cos(\alpha) + i_{cs1} \cos(2\alpha) + i_{ds1} \cos(3\alpha) + i_{es1} \cos(4\alpha) \right) = \frac{3}{5} L_{m1} \frac{d}{dt} i_{s\alpha 01} \\ M_1 \left(i_{bs1} \sin(\alpha) + i_{cs1} \sin(2\alpha) + i_{ds1} \sin(3\alpha) + i_{es1} \sin(4\alpha) \right) = L_{m1} \frac{d}{dt} i_{s\beta 01} \end{cases} \quad (V.31)$$

- *Pour la deuxième machines*

$$\begin{cases} \frac{3}{5} M_2 \frac{d}{dt} \left(i_{bs2} \cos(\alpha) + i_{cs2} \cos(2\alpha) + i_{ds2} \cos(3\alpha) + i_{es2} \cos(4\alpha) \right) = \frac{3}{5} L_{m2} \frac{d}{dt} i_{s\alpha 02} \\ M_2 \left(i_{bs2} \sin(\alpha) + i_{cs2} \sin(2\alpha) + i_{ds2} \sin(3\alpha) + i_{es2} \sin(4\alpha) \right) = L_{m2} \frac{d}{dt} i_{s\beta 02} \end{cases} \quad (V.32)$$

En comparant (V.19) et (V.21) et (V.22), il s'ensuit que les matrices de transformation de (V.14) et (V.15) fournit des composantes $(\alpha_1 - \beta_1)$ et $(\alpha_2 - \beta_2)$ symétriques dans les termes d'inductance résistive et de fuite (V.18) mais des composantes $(\alpha_1 - \beta_1)$ et $(\alpha_2 - \beta_2)$ asymétriques dans les termes de contre-EMF (Force contre-électromotrice) (V.21) et (V.22). Par conséquent, bien que les matrices de transformation de (V.14) et (V.15) soit une simplification directe de (III.13), le système d'équations résultant n'est pas le même, et l'asymétrie spatiale des enroulements sains se reflète dans les équations $(\alpha_1 - \beta_1)$ et $(\alpha_2 - \beta_2)$ asymétriques. Cette asymétrie est très pertinente car elle génère des termes pulsés à deux fois la fréquence fondamentale, ce qui fait que les équations ont des coefficients variant dans le temps. Tournons le terme dans (V.21) et (V.22) vers un cadre de référence arbitraire en utilisant l'équation suivante (V.23) :

$$R(\theta_a) = \begin{bmatrix} \cos\theta_a & \sin\theta_a & 0 & 0 \\ -\sin\theta_a & \cos\theta_a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_x \\ v_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_x \\ v_y \end{bmatrix} \quad (\text{V.33})$$

On applique la matrice de transformation

▪ *Pour la première machines*

$$\begin{aligned} & \frac{3}{5} L_{m1} \begin{bmatrix} \cos\theta_a & \cos\theta_a \\ -\sin\theta_a & \sin\theta_a \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 1.5i_{s\alpha 01} \\ i_{s\beta 01} \end{bmatrix} = \\ & L_{m1} \begin{bmatrix} 1.25 + 0.25 \cos 2\theta_a & -0.25 \sin 2\theta_a \\ -0.25 \sin 2\theta_a & 1.25 - 0.25 \cos 2\theta_a \end{bmatrix} \cdot \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & L_{m1} \\ -L_{m1} & 0 \end{bmatrix} \omega_a \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (\text{V.34})$$

▪ *Pour la deuxième machines*

$$\begin{aligned} & \frac{3}{5} L_{m2} \begin{bmatrix} \cos\theta_a & \cos\theta_a \\ -\sin\theta_a & \sin\theta_a \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} 1.5i_{s\alpha 02} \\ i_{s\beta 02} \end{bmatrix} = \\ & L_{m2} \begin{bmatrix} 1.25 + 0.25 \cos 2\theta_a & -0.25 \sin 2\theta_a \\ -0.25 \sin 2\theta_a & 1.25 - 0.25 \cos 2\theta_a \end{bmatrix} \cdot \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & L_{m2} \\ -L_{m2} & 0 \end{bmatrix} \omega_a \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} \right) \end{aligned} \quad (\text{V.35})$$

Une modification de (V.14) et (V.15) est proposée dans [7] visant à rétablir l'orthogonalité de (III.10) :

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha 1,2} \\ i_{s\beta 1,2} \\ i_{sx 1,2} \\ i_{sy 1,2} \end{bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} \cos\alpha + 0.25 & \cos 2\alpha + 0.25 & \cos 3\alpha + 0.25 & \cos 4\alpha + 0.25 \\ \sin\alpha & \sin 2\alpha & \sin 3\alpha & \sin 4\alpha \\ \sin 2\alpha & \sin 4\alpha & \sin 6\alpha & \sin 8\alpha \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{bs 1,2} \\ i_{cs 1,2} \\ i_{ds 1,2} \\ i_{es 1,2} \end{bmatrix} \quad (\text{V.36})$$

En appliquant la matrice de transformation de (V.26), on peut réécrire les équations (V.21) et (V.22)

- *Pour la première machines*

$$\begin{cases} \frac{3}{5} M_1 \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{bs1} \cos(\alpha) + i_{cs1} \cos(2\alpha) \\ i_{ds1} \cos(3\alpha) + i_{es1} \cos(4\alpha) \end{pmatrix} = \frac{1}{2} L_{m1} \frac{d}{dt} i_{s\alpha 01} \\ M_1 \begin{pmatrix} i_{bs1} \sin(\alpha) + i_{cs1} \sin(2\alpha) \\ i_{ds1} \sin(3\alpha) + i_{es1} \sin(4\alpha) \end{pmatrix} = L_{m1} \frac{d}{dt} i_{s\beta 01} \end{cases} \quad (\text{V.37})$$

- *Pour la deuxième machines*

$$\begin{cases} \frac{3}{5} M_2 \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{bs2} \cos(\alpha) + i_{cs2} \cos(2\alpha) \\ i_{ds2} \cos(3\alpha) + i_{es2} \cos(4\alpha) \end{pmatrix} = \frac{1}{2} L_{m2} \frac{d}{dt} i_{s\alpha 02} \\ M_2 \begin{pmatrix} i_{bs2} \sin(\alpha) + i_{cs1} \sin(2\alpha) \\ i_{ds2} \sin(3\alpha) + i_{es2} \sin(4\alpha) \end{pmatrix} = L_{m2} \frac{d}{dt} i_{s\beta 02} \end{cases} \quad (\text{V.38})$$

On peut remarquer que les équations n'ont plus de coefficients constants. Ces coefficients variant dans le temps sont caractéristiques du mode faillé de la machine à cinq phases [7]. En suivant la même procédure avec tous les termes variables de phase, il s'ensuit que les matrices de transformation de (V.14) et (V.15) fournit l'ensemble d'équations (V.39) dans un cadre de référence fixe. On peut noter que les équations du stator deviennent asymétriques et que les équations du rotor incluent des termes à deux fois la fréquence fondamentale comme dans (V.24) et (V.25).

- Les équations statoriques en mode dégradée sont :

$$\begin{cases} V_{s\alpha 1} = (R_{s1} + R_{s2}) i_{s\alpha 1} + (L_{s1} + L_{s2}) \frac{d}{dt} i_{s\alpha 1} + \frac{3}{2} (M_1 + M_2) \frac{d}{dt} i_{s\alpha 1} + \frac{3}{2} (M_1 + M_2) \frac{d}{dt} i_{r\alpha 1} \\ V_{s\beta 1} = (R_{s1} + R_{s2}) i_{s\beta 1} + (L_{s1} + L_{s2}) \frac{d}{dt} i_{s\beta 1} + \frac{3}{2} (M_1 + M_2) \frac{d}{dt} i_{s\beta 1} + \frac{3}{2} (M_1 + M_2) \frac{d}{dt} i_{r\beta 1} \\ V_{s\alpha 2} = (R_{s1} + R_{s2}) i_{s\alpha 2} + (L_{s1} + L_{s2}) \frac{d}{dt} i_{s\alpha 2} + \frac{3}{2} (M_1 + M_2) \frac{d}{dt} i_{s\alpha 2} + \frac{3}{2} (M_1 + M_2) \frac{d}{dt} i_{r\alpha 2} \\ V_{s\beta 2} = (R_{s1} + R_{s2}) i_{s\beta 2} + (L_{s1} + L_{s2}) \frac{d}{dt} i_{s\beta 2} + \frac{3}{2} (M_1 + M_2) \frac{d}{dt} i_{s\beta 2} + \frac{3}{2} (M_1 + M_2) \frac{d}{dt} i_{r\beta 2} \end{cases} \quad (\text{V.39})$$

- Les équations rotorique en mode dégradée sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} 0 = R_{r1} i_{r\alpha 1} + \omega_1 \left(\sin(2\theta) \left(\frac{L_{r1}}{2} + \frac{3}{2} M_1 \right) \right) i_{r\alpha 1} + \left(L_{r1} + \frac{3}{4} M_1 (\cos(2\theta) + 1) \right) \frac{d}{dt} i_{r\alpha 1} + \\ \omega_1 \left(L_{r1} + \frac{3}{4} M_1 (1 - \cos(2\theta)) \right) i_{r\beta 1} + \sin(2\theta) \left(\frac{L_{r1}}{2} + \frac{3}{2} M_1 \right) \frac{d}{dt} i_{r\beta 1} + M_1 \frac{d}{dt} i_{s\alpha 1} + M_1 \omega i_{s\beta 1} \\ 0 = R_{r1} i_{r\beta 1} - \omega_1 \left(L_{r1} + \frac{3}{4} M_1 (\cos(2\theta) + 1) \right) i_{r\alpha 1} + \sin(2\theta) \left(\frac{L_{r1}}{2} + \frac{3}{4} M_1 \right) \frac{d}{dt} i_{r\alpha 1} + \\ \omega_1 \left(\sin(2\theta) \left(\frac{L_{r1}}{2} + \frac{3}{4} M_1 \right) \right) i_{r\beta 1} + \left(L_{r1} + \frac{3}{4} M_1 (1 - \cos(2\theta)) \right) \frac{d}{dt} i_{r\beta 1} - M_1 \omega i_{s\alpha 1} + M_1 \frac{d}{dt} i_{s\beta 1} \\ 0 = R_{r2} i_{r\alpha 2} + \omega_2 \left(\sin(2\theta) \left(\frac{L_{r2}}{2} + \frac{3}{2} M_2 \right) \right) i_{r\alpha 2} + \left(L_{r2} + \frac{3}{4} M_2 (\cos(2\theta) + 1) \right) \frac{d}{dt} i_{r\alpha 2} + \\ \omega_2 \left(L_{r2} + \frac{3}{4} M_2 (1 - \cos(2\theta)) \right) i_{r\beta 2} + \sin(2\theta) \left(\frac{L_{r2}}{2} + \frac{3}{2} M_2 \right) \frac{d}{dt} i_{r\beta 2} + M_1 \frac{d}{dt} i_{s\alpha 2} + M_1 \omega i_{s\beta 2} \\ 0 = R_{r2} i_{r\beta 2} - \omega_2 \left(L_{r2} + \frac{3}{4} M_2 (\cos(2\theta) + 1) \right) i_{r\alpha 2} + \sin(2\theta) \left(\frac{L_{r2}}{2} + \frac{3}{4} M_2 \right) \frac{d}{dt} i_{r\alpha 2} + \\ \omega_2 \left(\sin(2\theta) \left(\frac{L_{r2}}{2} + \frac{3}{4} M_2 \right) \right) i_{r\beta 2} + \left(L_{r1} + \frac{3}{4} M_2 (1 - \cos(2\theta)) \right) \frac{d}{dt} i_{r\beta 2} - M_2 \omega i_{s\alpha 2} + M_2 \frac{d}{dt} i_{s\beta 2} \end{array} \right. \quad (\text{V.40})$$

- Les relations de couple des deux machines connectées en série sont données en termes des composantes courants de convertisseur par :

$$\begin{cases} C_{em1} = P_1 L_{m1} [\cos(\theta_1) (i_{r\alpha 1} i_{s\beta 1} - i_{r\beta 1} i_{s\alpha 1}) - \sin(\theta_1) (i_{r\alpha 1} i_{s\alpha 1} + i_{r\beta 1} i_{s\beta 1})] \\ C_{em2} = P_2 L_{m2} [\cos(\theta_2) (i_{r\alpha 2} i_{s\beta 2} - i_{r\beta 2} i_{s\alpha 2}) - \sin(\theta_2) (i_{r\alpha 2} i_{s\alpha 2} + i_{r\beta 2} i_{s\beta 2})] \end{cases} \quad (\text{V.41})$$

- Les relations de vitesse des deux machines

$$\begin{cases} J_{m1} \frac{d}{dt} \Omega_1 = C_{em1} - C_{r1} - f_{m1} \Omega_1 \\ J_{m2} \frac{d}{dt} \Omega_2 = C_{em2} - C_{r2} - f_{m2} \Omega_2 \end{cases} \quad (\text{V.42})$$

V.4. Résultat de simulation

Trois environnements de simulation ont été conçus pour analyser le fonctionnement de deux machines à induction pentaphasées phases alimentées par un seul convertisseur à cinq phases en mode sain et en mode dégradée. L'étude de la condition de défaut en tenant compte de l'ouverture de la phase "a" à l'instant $t = 2.5s$.

- ✓ Dans le premier essai, la première machine qui tourne à 157 rad/s , et un couple résistant ($C_{r1,2} = 2 \text{ N.m}$) est appliqué entre deux instants ($t_1 = 1 \text{ s}$ and $t_2 = 5 \text{ s}$), et la deuxième machine qui tourne en même temps à 100 rad/s , et un couple résistant est appliqué entre deux instants ($t_1 = 1.5 \text{ s}$ and $t_2 = 5.5 \text{ s}$).

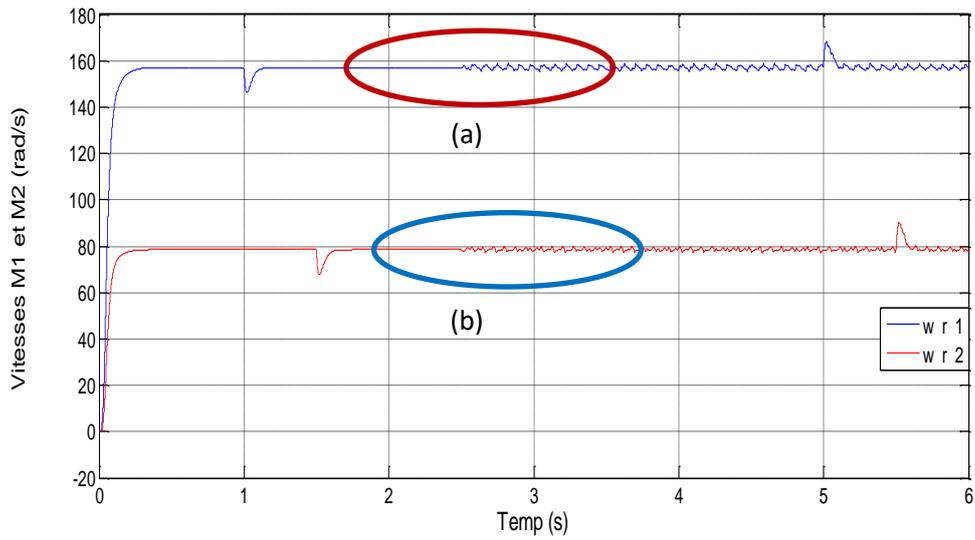
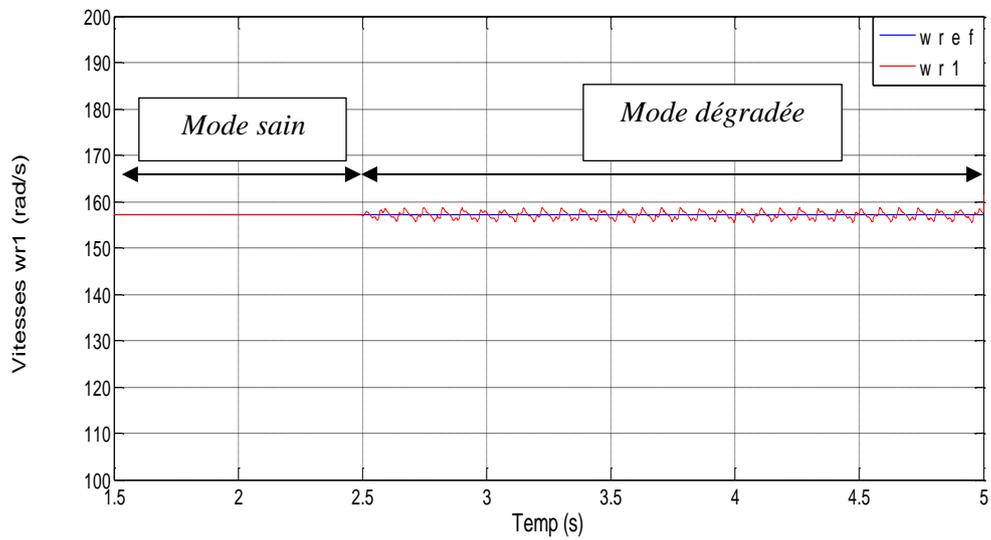
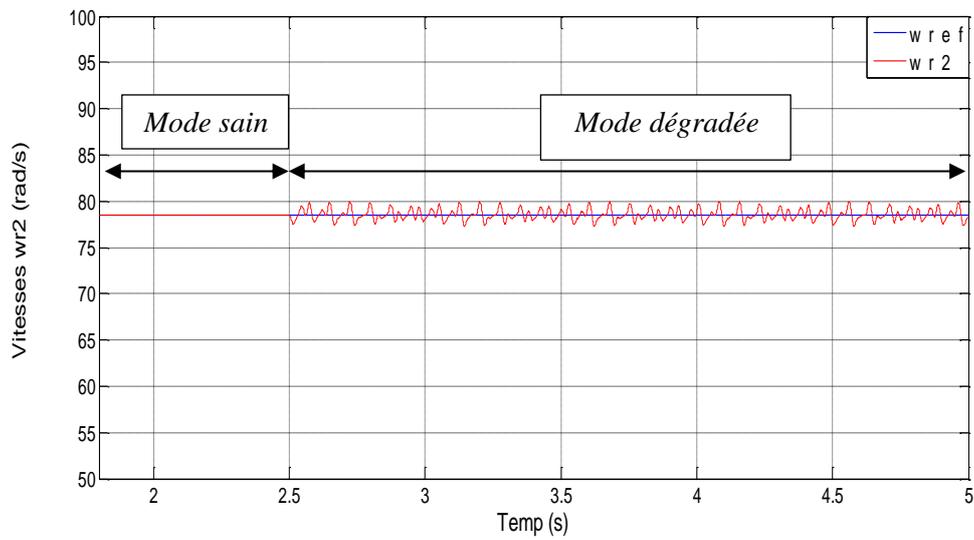


Figure V.2 : Vitesses de deux machines w_{r1} et w_{r2} (rad/s)



(a)



(b)

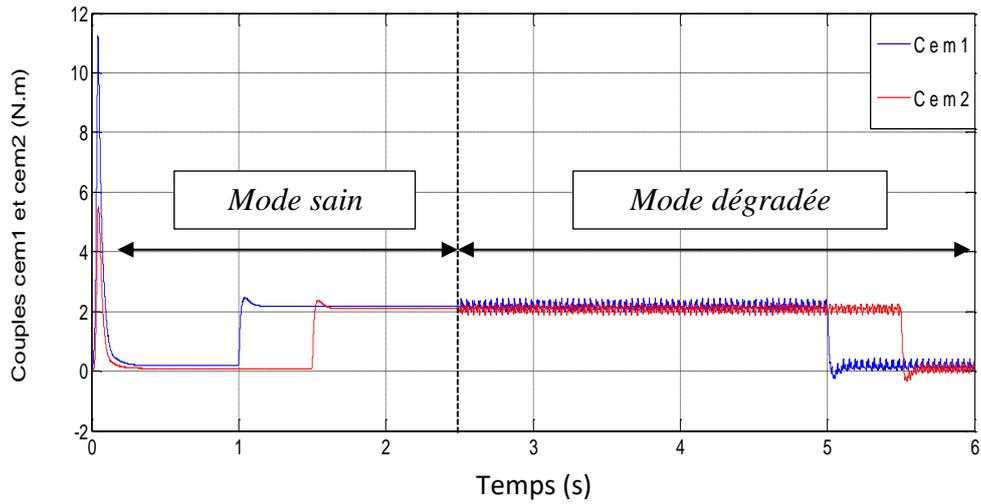


Figure V.3: Couples électromagnétique de deux machines Cem_1 et Cem_2 (N.m)

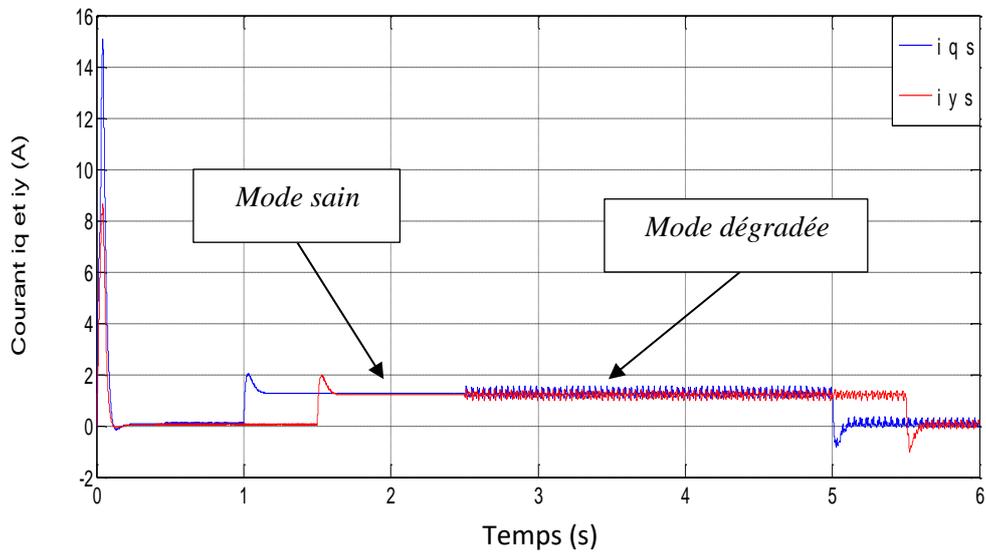


Figure V.4: Courants i_{qs} et i_{ys} deux machines (A)

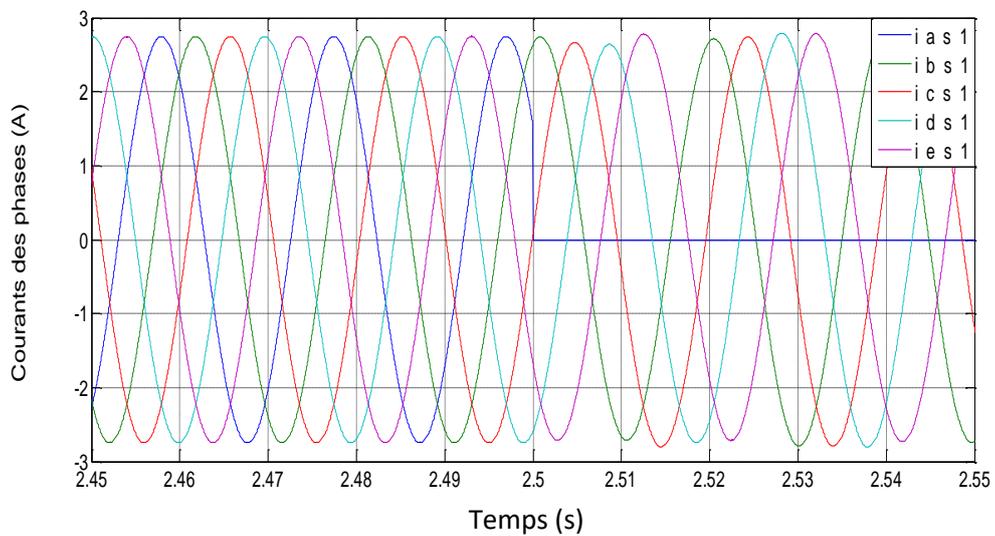


Figure V.5: Courants des phases pour premier machines (A)

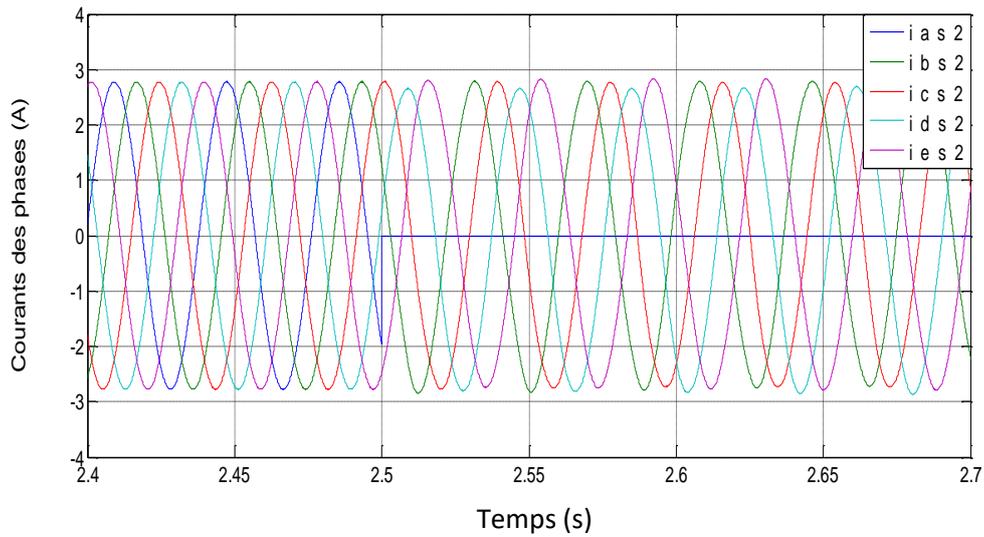


Figure V.6: Courants des phases pour deuxième machine (A)

- ✓ Dans le deuxième test, la première machine tourne à deux vitesses inverses (157 rad/s et -157 rad/s) à l'instant ($t = 3 \text{ s}$), et la deuxième machine tourne à une seule vitesse (78.5 rad/s), on applique un couple résistant ($C_{r1,2} = 2 \text{ N.m}$) entre deux instants ($t_1 = 1 \text{ s}$ et $t_2 = 5 \text{ s}$) et ($t_1 = 1.5 \text{ s}$ and $t_2 = 5.5 \text{ s}$) sur deux machines respectivement.

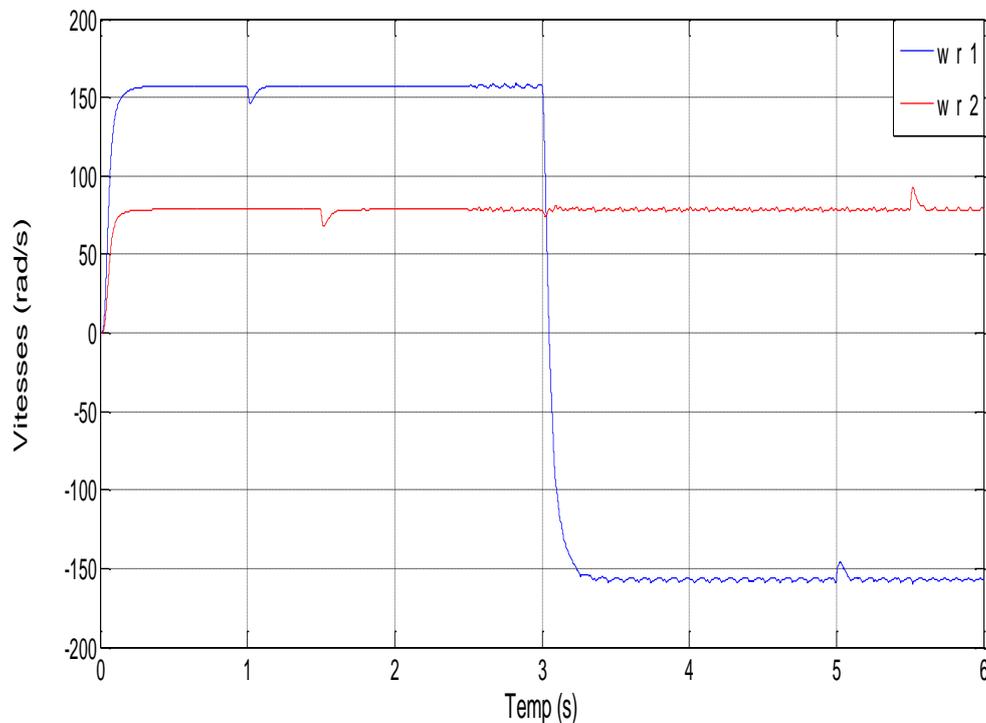
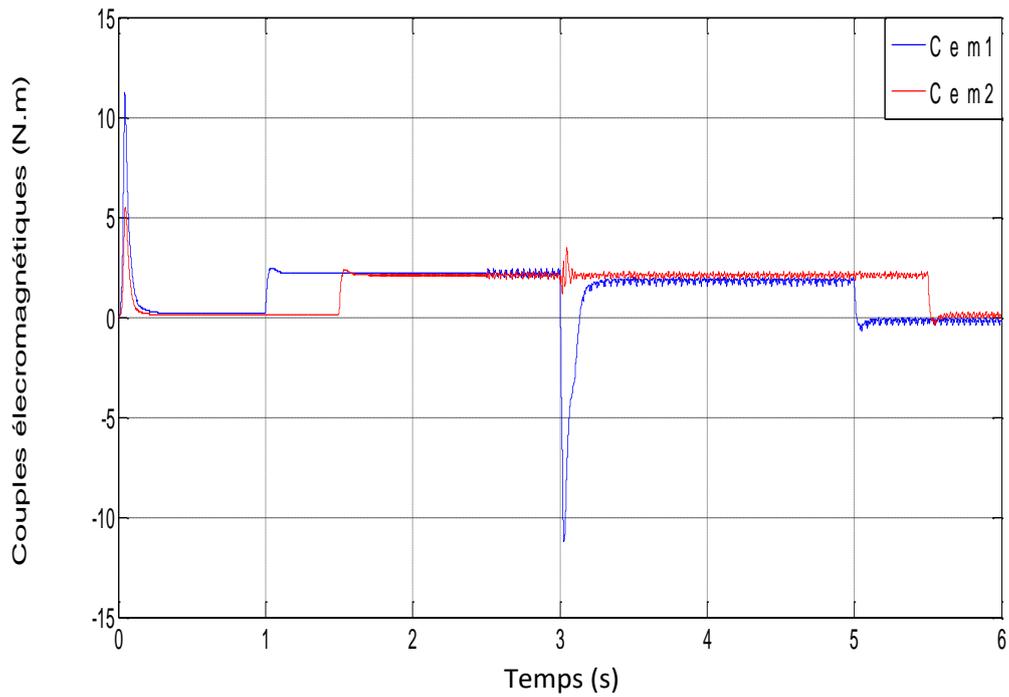


Figure V.7: Vitesse de deux machine (rad/s)



**Figure V.8: Couples électromagnétique de deux machines
 C_{em1} et C_{em2} (N.m)**

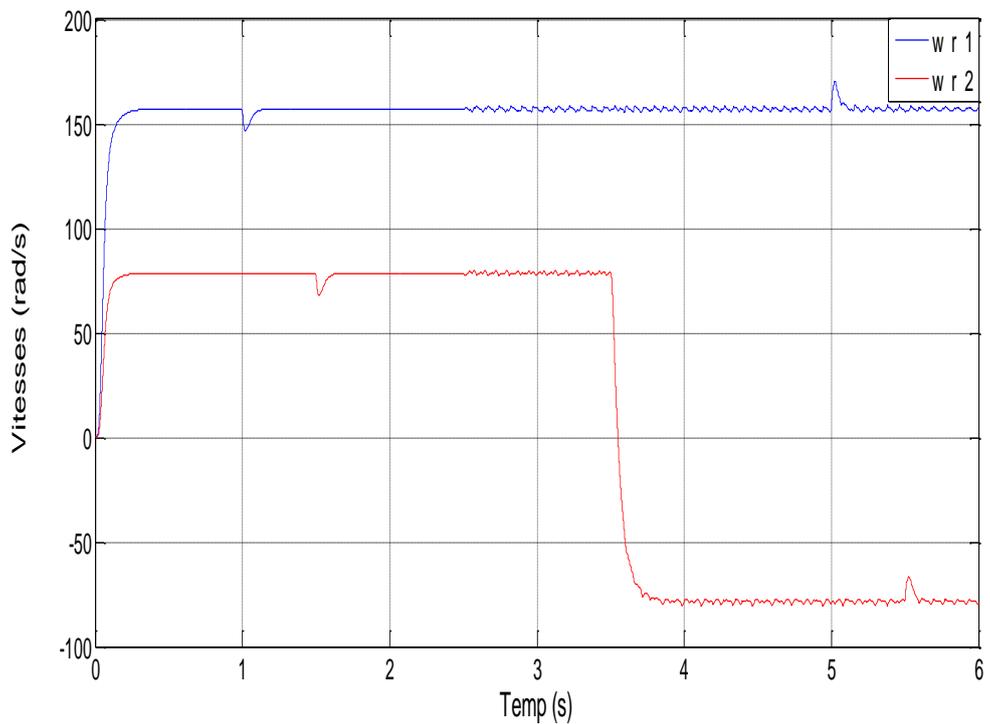


Figure V.9: Vitesse de deux machine (rad/s)

- ✓ Dans le troisième test, la première machine tourne à deux vitesses inverses (157 rad/s et -157 rad/s) à l'instant ($t = 3 \text{ s}$), et, et la seconde machine qui

tourne à deux vitesses inverses (78.5 rad/s et -78.5 rad/s) à l'instant ($t = 3.5 \text{ s}$), et on applique un couple résistant ($C_{r1.2} = 2 \text{ N.m}$) entre deux instants ($t_1 = 1 \text{ s}$ et $t_2 = 5 \text{ s}$) et ($t_1 = 1.5 \text{ s}$ and $t_2 = 5.5 \text{ s}$) sur les deux machines respectivement.

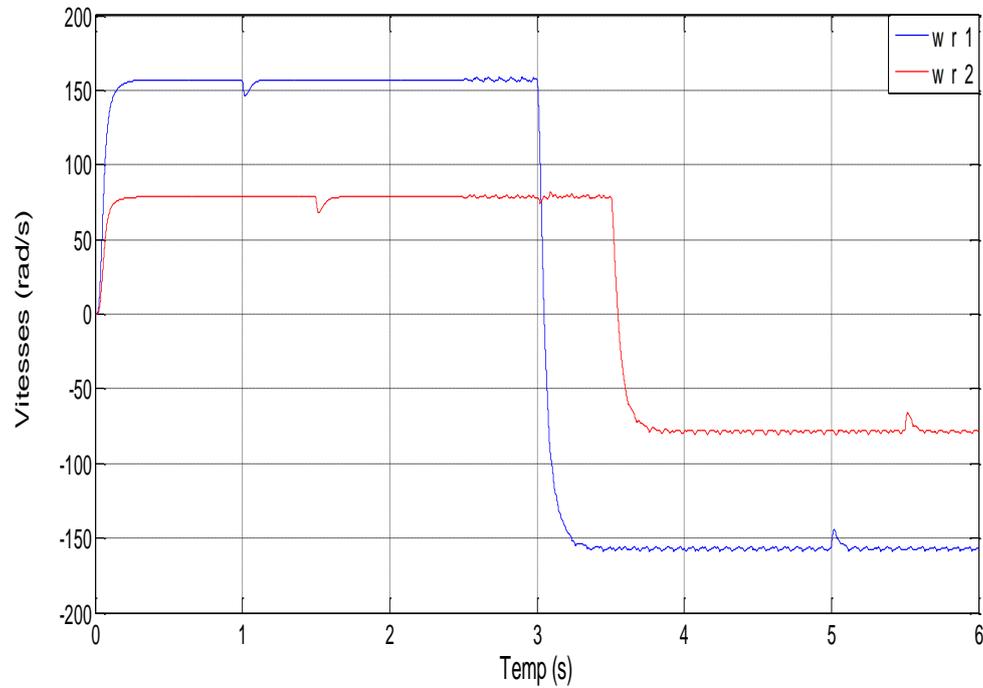


Figure V.10: Vitesses de deux machines w_{r1} et w_{r2} (rad/s)

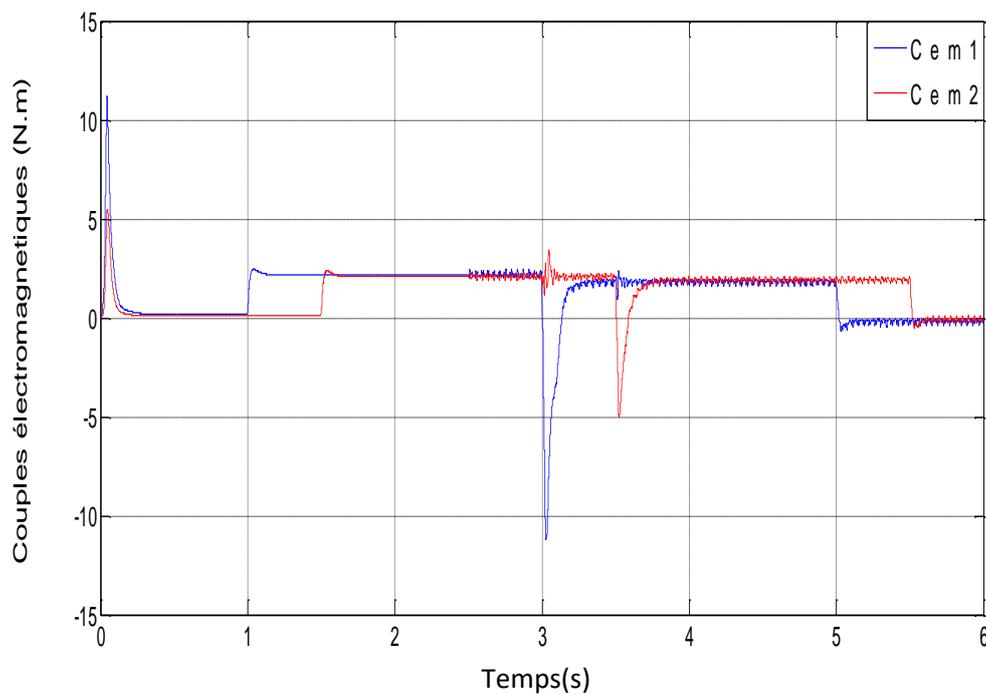


Figure V.11: Couples électromagnétique de deux machines
 Cem_1 et Cem_2 (N.m)

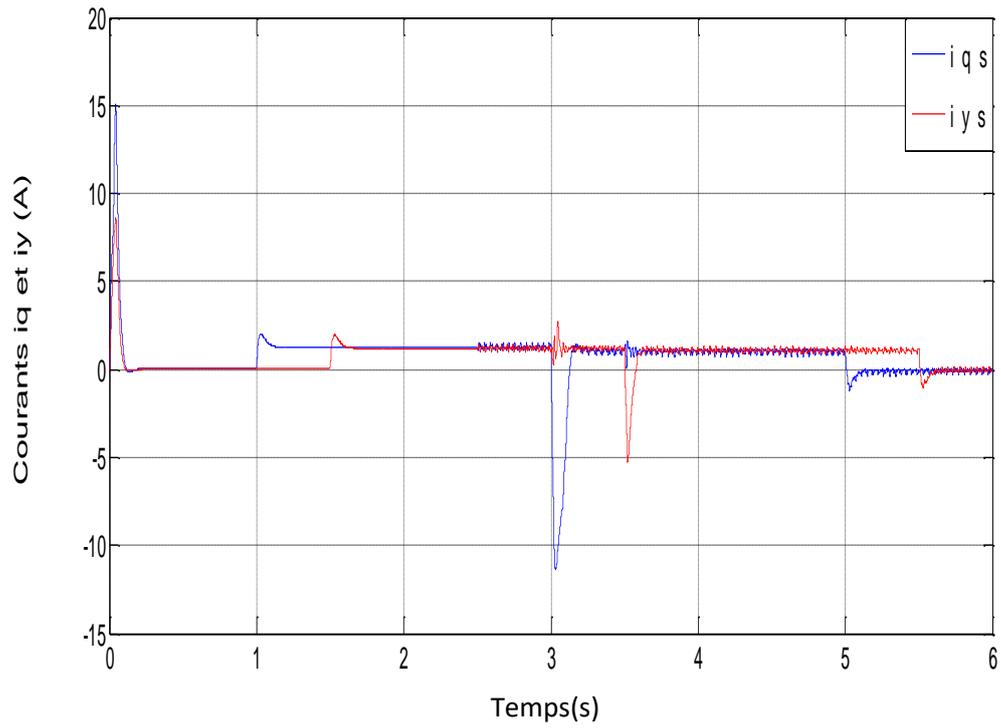


Figure V.12: Courants i_{qs} et i_{ys} deux machines (A)

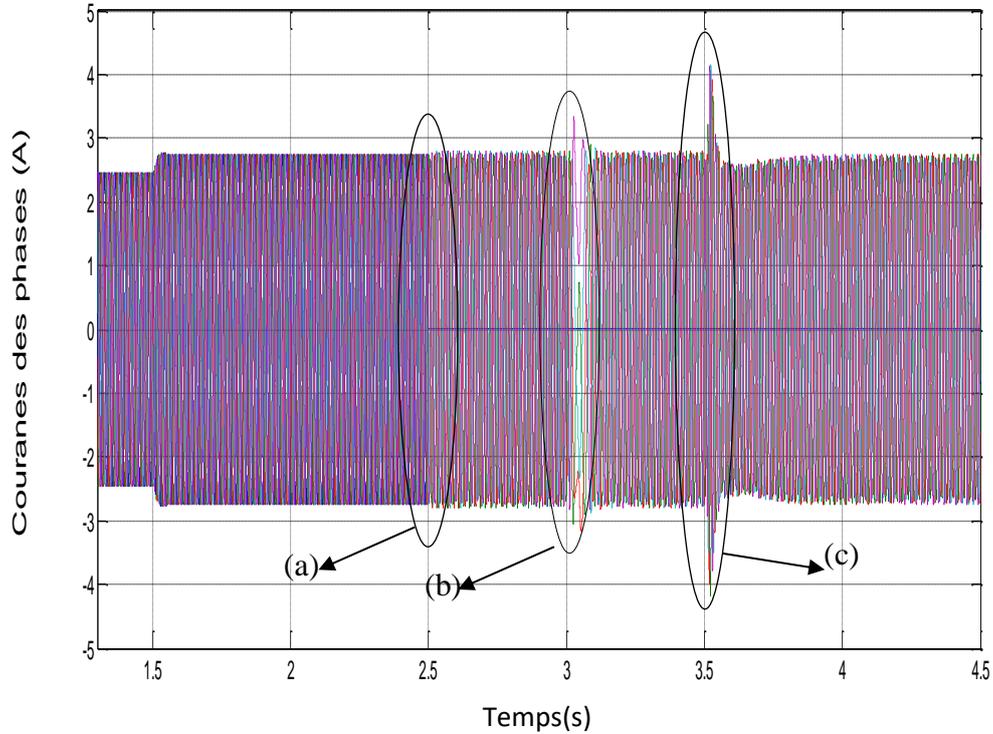
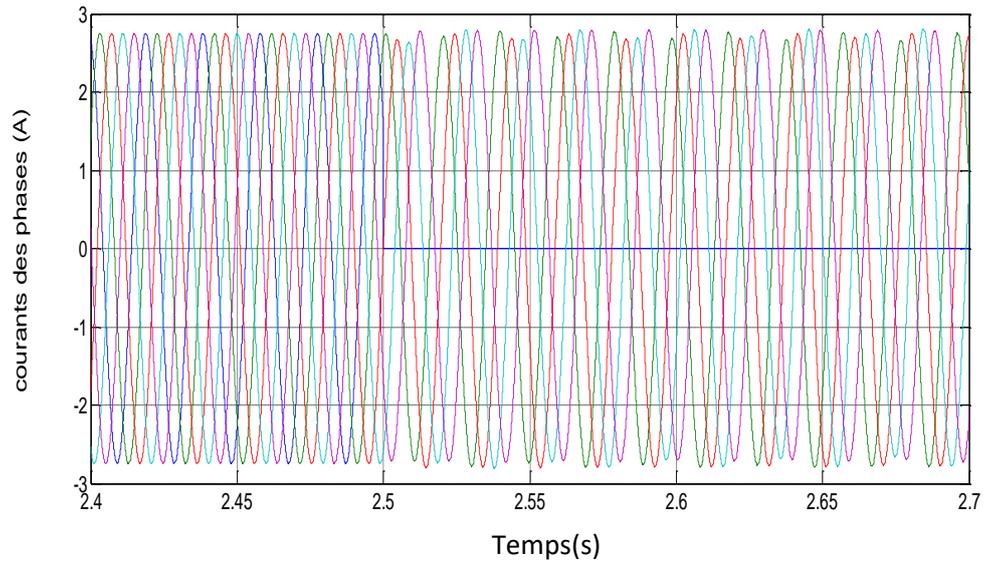
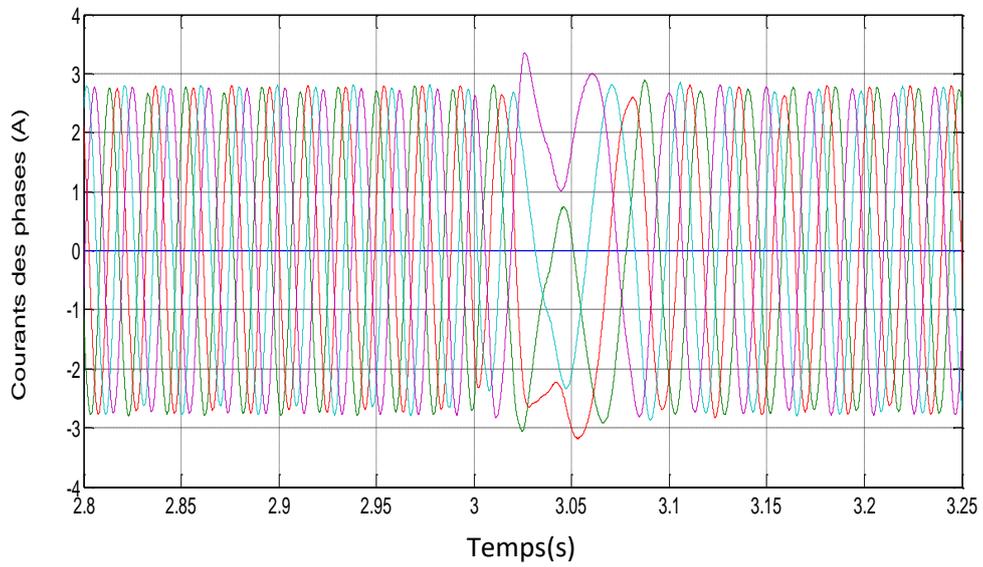


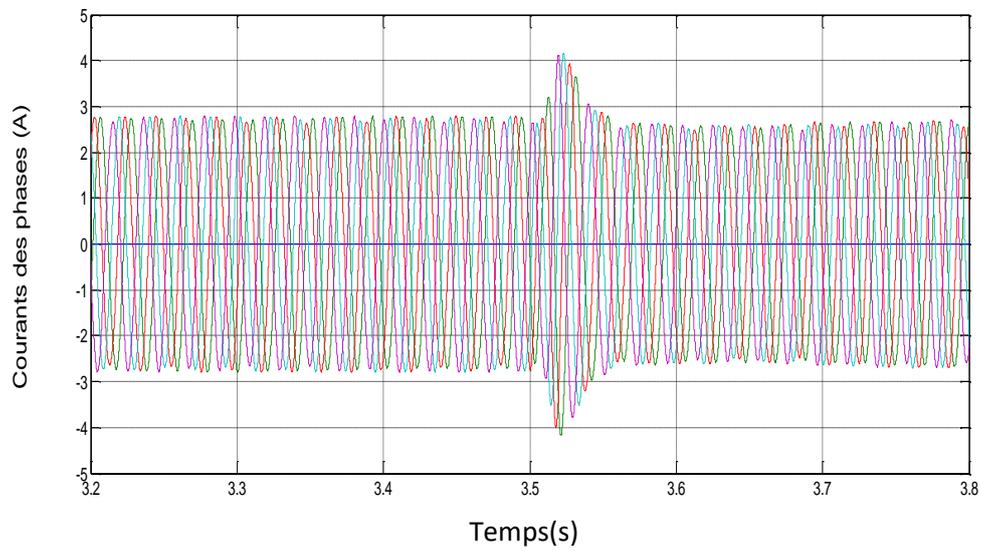
Figure V.13: Courants des phases pour premier machines (A)



(a)



(b)



(c)

V.4.1. Interprétation des résultats

Le système de courant est déséquilibré lors d'ouverture d'une phase, les courants de phase n'ont pas la même amplitude figures (5) (6) (13). Et les courants de circulations ne sont pas nuls. Ces derniers sont à l'origine des déformations des courants de phase.

Les résultats montrent que les vitesses de deux machines diminue lorsque applique un couple résistant puis corrigé rapidement par correcteur **PI** figure (2) (7) (9) (10) , la transposition des phases des deux machines nous a permis de contrôler les deux machines indépendamment l'une de l'autre en mode sain et mode dégradée figures.

L'ouverture d'une phase provoque des ondulations très élevées du couple électromagnétique et des vitesses pour les deux machines figures (2) (3) (4) (9) (11) (12).

V.5. Conclusion

Il s'agit dans ce chapitre de présenter la modélisation et la simulation d'un système constitué de deux machines asynchrone pentaphasées connectée en série alimentée par un seul convertisseur à cinq phases lors de l'ouverture d'une phase, Les résultats de simulation montrent la continuité de fonctionnement des machines polyphasées lors d'un défaut d'ouverture de phase. Ce dernier peut s'avérer préjudiciable dans le temps à cause des ondulations importantes (couple et vitesse), ce qui est le résultat du déséquilibre des courants statoriques.



CONCLUSION GENERAL



CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse est consacré à la modélisation dynamique soit en vue de la simulation soit en vue de la commande d'un système de deux machines asynchrone pentaphasées connecte en série alimentée par un convertisseur matriciel à cinq bras. Des modèles et des stratégies de commandes de cet ensemble convertisseur-machine sont élaborés pour deux modes de fonctionnement à savoir le mode normal et le mode dégradé.

On a présenté une étude détaillée des systèmes multimachines connectés en série/parallèle à nombre de phases pair et impair. Nous avons choisi parmi les systèmes multi-machines, un système constitué de deux machines asynchrones pentaphasée connecté en série alimenté par un seul convertisseur matriciel à cinq bras.

Le système multi machines choisi est modélisé tout en considérant que les stators de deux machines sont reliés en série selon une transposition de phases adéquate et qui est présentée en détail. Le traitement numérique de ce système multi-machines nous a conclus qu'il est possible pour certaine application industrielle de forte puissance de réaliser des actionneurs asynchrones formés par plusieurs machines connectés en série et alimentés par un seul convertisseur matriciel.

En plus, on a traité un pronostic des défauts des machines électriques en présentant différents types de défauts qui peuvent survenir l'ensemble machine asynchrone-convertisseur. On s'est intéressés à répertorier les défauts courants qui se produisent dans différentes parties de la machine, et on a également conclu que la plupart des défauts qui affectent la machine se produisent au niveau du stator à un taux d'environ 60% par rapport au rotor 22% pour moyenne puissance, et au niveau du rotor d'environ 60% par rapport au stator 22% pour grande puissance. En plus, aux causes et aux conséquences de leur apparition. Ensuite, on a donné quelques défauts possibles sur le convertisseur, mentionnant ainsi leurs causes et leurs conséquences.

La modélisation de l'ensemble d'un système de deux machines asynchrone pentaphasée connectés en série alimenté par un seul convertisseur matriciel($3\Phi/5\Phi$). Cette modélisation pour objectif de choisir la commande indépendante des machines, et elle a permis d'étudier toutes les machines polyphasées connectées en série. Il a été constaté que

la modélisation basée sur la transformation de Clark, ne dépend pas du nombre de phases, elle servait le découplage.

Ensuite, on a décrit la topologie et le principe de fonctionnement du convertisseur matriciel ($3\Phi/5\Phi$), citant le modèle de l'interrupteur du convertisseur matriciel avec émetteur commun qu'il réduit largement le nombre de configurations possibles du convertisseur matriciel ainsi que les fonctions de connexion et de conversion (modulation). Donc la structure d'alimentation d'une machine polyphasée est presque la même que celle triphasée par l'utilisation des convertisseurs statiques, la seule différence remarquable est, qu'avec l'augmentation de nombre de phases la structure du convertisseur se trouve augmentée et donc on a une plus grande flexibilité de fonctionnement.

La commande de l'ensemble convertisseur matriciel-machines asynchrone pentaphasées a deux objectifs indissociables, le contrôle du couple électromagnétique et du flux des machines et la minimisation des courants de circulation. La stratégie de commande vectorielle classique de deux MAS pentaphasées connectées en série utilisant des régulateurs de type PI, et la modulation pour le convertisseur matricielle ($3\Phi/5\Phi$) a été réalisée sur l'algorithme de contrôle scalaire ROY. Les résultats des simulations ont montré la validité du modèle (machines et convertisseur) et que la commande vectorielle indépendante de deux machines a donné des bons résultats et a permis de découpler la commande de flux et du couple pour les deux machines. Ce qui a favorisé la commande de plusieurs machines en série et avec différents types de machines polyphasées.

En fin, on a effectué la modélisation du système de deux MAS connectées en série alimentées par un convertisseur matriciel à cinq phases lors de l'ouverture d'une phase (la première phase ouverte), et par le même usage d'une technique permettant à ces deux machines de continuer à fonctionner en mode dégradé. Celle-ci suppose une nouvelle modélisation lorsque les deux machines sont opérationnelles avec quatre phases. Ainsi, cette nouvelle modélisation serait bâtie sur une nouvelle identification paramétrique de deux machines asynchrone asymétrique, ce qui est le concept même de la commande vectorielle basée sur la modélisation inverse. La démarche entreprise a été d'abord l'étude de la commande de la machine saine (symétrique), ensuite le passage à la commande dégradée en asymétrique tout en espérant récupérer le fonctionnement de deux machines avec des performances acceptables quoique la puissance de fonctionnement devrait être réduite pour des machines avec une phase en moins.

Un des problèmes que l'on rencontre dans les fonctionnements en mode dégradée est l'identification du modèle de la machine asymétrique. Cela étant dont la mesure où physiquement lors d'un défaut sur la machine, celle-ci pourrait continuer à fonctionner si un champ tournant asymétrique continue à être opérationnel. Un atelier de conception des idées sur l'identification de la modélisation asymétrique en temps réel sur les fonctionnements en mode dégradé de la commande de la machine asynchrone devrait être instauré. Evidemment cela suppose que le défaut subit par l'ensemble machine / convertisseur / commande soit parfaitement diagnostiqué et identifié.



ANNEXES



ANNEXE A :

Commutateurs bidirectionnels de puissance :

La plupart des convertisseurs conçus par l'industrie pour la commande de vitesse sont basés sur des commutateurs unidirectionnels. La figure 1 montre leurs domaines de fonctionnement, par contre la conversion AC-AC exige des commutateurs de puissance bidirectionnels (c'est l'un des points qui ont retardé l'apparition du convertisseur sur le marché mondial). Ils doivent pouvoir conduire symétriquement le courant de charge dans les deux sens et bloquer les tensions de deux polarités. Ce commutateur bidirectionnel est aussi appelé « AC-switch » ou « 4Q-switch » dans les publications.

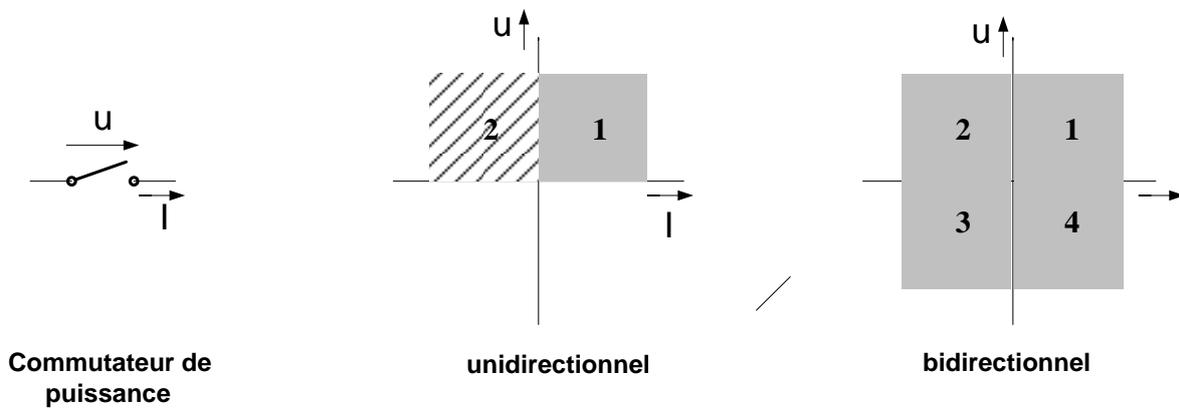


Figure 1 : *Domaine de fonctionnement des commutateurs de puissance*

Domaine de fonctionnement des commutateurs de puissance dans le cas d'une branche d'un onduleur conventionnel, les diodes de roue libre étant connectées en parallèle aux commutateurs permettent d'atteindre le deuxième quadrant (hachuré).

Puisqu'il n'existe pas d'élément de puissance à semi-conducteurs réalisant la commutation forcée bidirectionnelle. Les commutateurs doivent être construits à base d'éléments unidirectionnels. Il existe plusieurs topologies de base. Figure B-2.

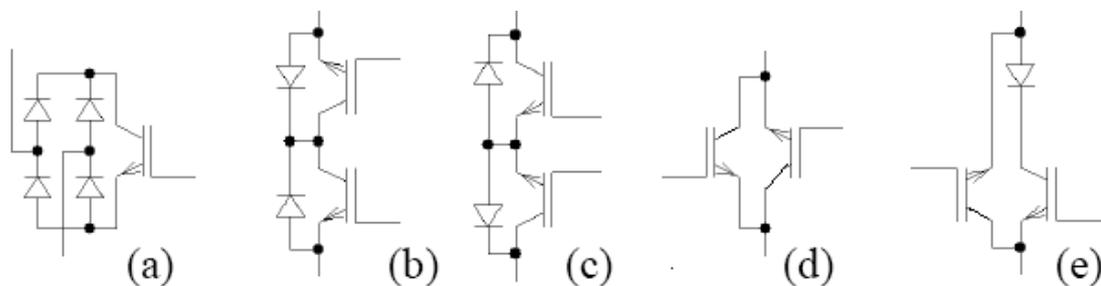


Figure 2 : *Différentes topologie pour les commutateurs de puissance bidirectionnels*

Les configurations :

- a-** Un élément actif encadré des diodes de puissance « Diode Embedded Switch » ;
- b-** Deux éléments actifs connectés en antiparallèle avec collecteur commun «CC-IGBT »;
- c-** Deux éléments actifs connectés en antiparallèle avec émetteur commun « CE-IGBT »;
- d-** Le blocage de la tension inverse est assuré par les éléments actifs « IGBT-Insulated Gate Bipolar Transistors » qui permettent de bloquer les tensions inverses ;
- e-** L'IGBT en antiparallèle avec IGBT en série avec une diode « Hybrid Bidirectionnel Switch ».

Le tableau ci-dessous donne une évaluation des différentes topologies par rapport au nombre de circuits qui sont nécessaires pour la réalisation d'un convertisseur matriciel triphasé :

Configuration	IGBT's	Diode	Total	Eléments conducteurs en série par commutateur
a	09	36	45	03
b	18	18	36	02
c	18	18	36	02
d	18	00	18	01
e	18	09	27	02

Le choix de la topologie des commutateurs de puissance sera donc soumis aux critères suivants :

- 1- Les mécanismes de commutation et de protection des éléments semi-conducteurs qui sont réalisable avec la configuration ;
- 2- Le nombre d'éléments semi-conducteurs et d'alimentations nécessaire « (prix des semi-conducteurs et du circuit de puissance) » ;
- 3- Le nombre d'éléments qui sont connectés en séries dans la boucle de courant déterminant ainsi les pertes en conduction du convertisseur matriciel ;
- 4- Jusqu' à quel degré le fonctionnement du circuit de puissance dépend de la charge. Il est préférable de rendre le plus possible indépendant le dimensionnement du convertisseur du moteur connecté.

ANNEXES B

▪ Paramètres des deux machines

<i>Parametres</i>	<i>Valeurs</i>
<i>Resistance d'une phase statorique : R_s</i>	6.3 Ω
<i>Resistance d'une phase rotorique : R_r</i>	10 Ω
<i>Inductance de fuite d'une phase statorique : L_{ls}</i>	0.46 mH
<i>Inductance de fuite d'une phase rotorique : L_{lr}</i>	0.46 mH
<i>Inductance mutual : M</i>	0.42 mH
<i>Tension nominale : V_s</i>	220/380 V
<i>Nombre de pair de pole : P</i>	2
<i>Fréquence nominal : f_s</i>	50 Hz
<i>Moment d'inertie : J_m</i>	0.01Kg.m ²
<i>Coefficient de frottement : f_m</i>	0.0085 kg.m ²
<i>Couple électromagnétique C_{em}</i>	2 N.m

ANNEXES C

1. Stratégies de modulation du convertisseur

Le but de la commande du convertisseur matriciel idéalisé, consiste à trouver les séquences de pulsation pour que la moyenne glissante des tensions de phase à la sortie soit modulée sinusoïdalement, l'amplitude et la fréquence de l'onde fondamentale de la tension doivent être variables, pour ce faire, il existe deux méthodes principales :

La première méthode, algorithme de Venturini, est très répandue parce qu'elle est la première méthode conçue spécialement pour la commande du convertisseur matriciel. Elle est caractérisée par sa formulation mathématique ardue et elle suppose que les tensions d'entrée du convertisseur équilibrées et parfaitement sinusoïdales [152] [153].

Dans la méthode directe, Roy propose une technique basée sur un algorithme qui calcule les temps de commutation spécifique de façon simple par rapport à Venturini mais cette dernière donne des meilleurs résultats pour des basses fréquences [154].

1.1 Algorithme Scalaire de ROY

La méthode "scalaire " de modulation de Roy est une méthode typique parmi les méthodes de modulation développées de sorte que les signaux de mise en action de commutateur sont calculés directement à partir des mesures des tensions d'entrée [154].

La motivation derrière leur développement est habituellement donnée comme complexité perçue de la méthode de Venturini.

Cette méthode scalaire est basée sur la mesure des tensions d'entrées instantanées suivies d'une comparaison de ces grandeurs relatives suivant l'algorithme ci-dessous :

1. Assignez l'indice « M » à l'une des tensions triphasé d'entrée possédant une polarité différente aux autres ;
2. Assignez l'indice « L » à la plus petite tension (en valeur absolue) des deux autres tensions d'entrées ;
3. Assignez l'indice « K » à la troisième tension.

Pour : $J = \{a, b, c, d, e\}$.

$$\left\{ \begin{array}{l} m_{LJ} = \frac{(v_{oJ} - v_M) v_L}{1.5 V_{im}^2} \\ m_{KJ} = \frac{(v_{oJ} - v_M) v_K}{1.5 V_{im}^2} \\ m_{MJ} = 1 - (m_{LJ} + m_{KJ}) \end{array} \right. \quad (1)$$

On désigne par t_K, t_L et t_M : Les temps actifs de conduction des interrupteurs et T_s la période séquentielle de hachage.

Avec :

$$[t_K + t_L + t_M] = T_s \quad (2)$$

Les temps actifs de conduction t_L, t_K sont choisis :

$$\frac{t_K}{t_L} = \frac{V_K}{V_L} = \rho_{KL} \quad \text{Où} \quad 0 \leq \frac{V_K}{V_L} \leq 1 \quad (3)$$

A la sortie du convertisseur matriciel la valeur de chaque tension instantanée de phase de sortie peut être exprimée par :

$$\frac{1}{T_s} [t_K \cdot V_K + t_L \cdot V_L + t_M \cdot V_M] = V_{o_{\max}} \cdot \cos(\omega_o \cdot t) \quad (4)$$

Les valeurs respectives de t_K, t_L, t_M durant une période T_s de la fréquence séquentielle de hachage f_s pour un intervalle spécifique.

$$\text{Où} \quad 0 \leq \frac{V_K}{V_L} \leq 1 \quad (5)$$

$$\text{Avec :} \quad \frac{V_K}{V_L} = \rho_{KL} \quad (6)$$

Associés avec la tension de sortie désirée V_o , sont assignées par t_{iK}, t_{iL} et t_{iM} où « j » représente les phases de sortie du convertisseur matriciel (j=a, b, c, d, e) deviennent :

$$t_{iL} = \frac{T_s \cdot (V_{o_j} - V_M)}{\rho_{KL} \cdot V_K + V_L - (1 + \rho_{KL}) \cdot V_M} \quad (7)$$

$$t_{iK} = \rho_{KL} \cdot t_L \quad (8)$$

$$t_{iM} = T_S - (\rho_{KL} + 1) \cdot t_{iL} \quad (9)$$

En remplaçant l'équation (6) dans (7) on trouve :

$$t_{iL} = \left[\frac{T_S \cdot (V_{Oj} - V_M) \cdot V_L}{V_K^2 + V_L^2 + V_M^2 - (V_K + V_L + V_M) \cdot V_M} \right] \quad (10)$$

Pour un système triphasé équilibré la somme des trois tensions instantanées de phase est nulle, par conséquent :

$$m_{iL} = \frac{t_{iL}}{T_S} = \frac{(V_{Oj} - V_M) \cdot V_L}{(V_K^2 + V_L^2 + V_M^2)} \quad (11)$$

$$m_{iK} = \frac{t_{iK}}{T_S} = \frac{(V_{Oj} - V_M) \cdot V_K}{(V_K^2 + V_L^2 + V_M^2)} \quad (12)$$

$$m_{iM} = \frac{t_{iM}}{T_S} = 1 - \frac{t_{iK} + t_{iL}}{T_S} \quad (13)$$

$$\text{Et} \quad V_K^2 + V_L^2 + V_M^2 = \frac{3 \cdot V_{i \max}^2}{2} = 1,5 \cdot V_{i \max}^2$$

En fin on obtient la relation (1).

Le cycle de fonctionnement de t_K , t_L est proportionnel à la valeur instantanée des tensions correspondantes aux phases d'entrée V_K et V_L multiplié par la différence de tension entre la sortie V_O et la tension de phase d'entrée V_M .

1.2 Angles de commutation

Le spectre de Fourier d'un tel signal dépend en principe uniquement des tensions d'entrée et de la fréquence séquentielle f_s et des intervalles de temps de conduction des interrupteurs S_{ij} .

Le problème de la synthèse de la tension de sortie revient à formuler les équations des angles de fermeture des interrupteurs de manière que le premier harmonique de la tension de sortie soit égal à l'expression : (III.23), Chapitre III.

Dans la commande des commutateurs les règles suivantes doivent être respectées, en addition les règles visées dans (III.4.4.5) :

- La fréquence de hachage $f_s = \frac{\omega_s}{2\pi}$ est choisie de manière que ($f_s \geq 20 \cdot \max(f_i, f_o)$).
- Les interrupteurs sont actionnés en séquence et cycliquement, tel que la somme de leurs temps de conduction soient égales à une période séquentielle T_s (2).

Durant la $K^{ième}$ séquence, les tensions de sortie V_{oj} du convertisseur tel que $j = \{a, b, c, d, e\}$.

Sont données par :

$$V_{oj} = \begin{cases} V_K & \text{if: } 0 \leq t-(k-1)^{(K)} T_s \leq m_{Kj}^{(K)} T_s \\ V_L & \text{if: } m_{Kj}^{(K)} T_s \leq t-(k-1)^{(K)} T_s \leq (m_{Kj}^{(K)} + m_{Lj}^{(K)}) T_s \\ V_M & \text{if: } (m_{Kj}^{(K)} + m_{Lj}^{(K)}) T_s \leq t-(k-1)^{(K)} T_s \\ \text{ET } t-(k-1) T_s \leq (m_{Kj}^{(K)} + m_{Lj}^{(K)} + m_{Mj}^{(K)}) T_s \end{cases} \quad (14)$$



BIBLIOGRAPHIES



Bibliographies

- [1]. P. Wheeler, "Technology for the more and all electric aircraft of the future," IEEE International Conference on Automatica, Curico, Chile, 2016, ICA-ACCA, pp. 1–5, 19-21 october. 2016
- [2]. M. NEKKAZ, A. DJAHBAR, et T. RACHIDE " Modeling and control of two five-phase induction machines connected in series powered by matrix converter " Vol. 12, No. 2, Jun 2021, pp. 685~694 ISSN: 2088-8694, DOI: 10.11591/ijpeds.v12.i2.pp685-694
- [3]. M. Valenzuela, R. Lorenz, "Electronic line-shafting control for paper machine drives", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 37, no. 1, pp. 158-164, January/February 2001.
- [4]. F. Perez-Pinal, G. Claderon, I. Araujo-Vargas, "Relative coupling strategy", *Proc. of IEEE-IEMDC'03*, Madison (USA), June 2003.
- [5]. E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 5, 2008, pp. 1893-1909.
- [6]. S. Khadar, A. Kouzou, A. Hafaifa and A. Iqbal, " Investigation on SVM-Backstepping Sensorless Control of Five-Phase Open-End Winding Induction Motor based on Model Reference Adaptive System and Parameter Estimation," *Engineering Science and Technology, an International Journal*, vol. 22, no. 4, pp. 1013-1026, 2019.
- [7]. S. Kamel and S. Mark, "A Modelling and Simulation of a Sensorless Control of Five-phase PMSM Drives using Multi-dimension Space Vector Modulation", *Telkommnika*, Vol. 14, No. 4, 2016, pp. 1269-1283.
- [8]. H. Kurtz, "Rolling across Europe's vanishing frontiers", *IEEE Spectrum*, vol. 36, no. 2, pp. 44-49, February 1999.
- [9]. S. Khadar, A. Kouzou, M. M. Rezzaoui and A. Hafaifa, "Sensor-less Control Technique of Open-End Winding Five Phase Induction Motor under Partial Stator Winding Short-Circuit," *Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 64, no. 1, pp. 2-19, 2019. <https://doi.org/10.3311/PPee.14306>
- [10]. B. Multon, "Motorisation des Véhicules Electriques", *Techniques de l'Ingénieur*, réf. E3996, Volume E5, Paris, février 2001.
- [11]. R. Michaux, P. Letellier, "Les machines discoïdes à champ axial dans les systèmes de propulsion électrique", *REE*, n° 3, pp. 37-42, mars 1997.
- [12]. G. Filliau, A. Bondu, L. Mazodier, "Le navire tout électrique", *Techniques de l'ingénieur, traité Réseaux électriques et applications*, ref. D 5620 & D5620, Paris, février 2001.
- [13]. A. Jaego, Z. Nowacki, "The technological requirements in paper industry refer multimotor drives", *Proc. of EPE'99*, CD-ROM, Lausanne, September 1999.
- [14]. H. Koç "Modélisation et commande robuste d'un système d'entraînement de bande flexible", *Doctorat de l'université Louis Pasteur de Strasbourg*, septembre 2000.
- [15]. S. Ho, J. M. Kim, K. C. Jung, S. K. Sul, J. Choi, "Decoupling control of bridel rolls for steel mill drive system", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp. 119-125, January/February 1999.

- [16]. S. Song, S. Sul, "A new tension controller for continuous strip processing line", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 36, no. 2, pp. 633-639, March/April 2000.
- [17]. S. Leirens, J. Pierquin, "Modelling and control of an aluminium strip unwinder-rewinder", *Proc. of ECC'03 5 European Control Conference*, CD-ROM, Cambridge, September 2003.
- [18]. E. Hamdi, T. Ramzi, I. Atif and M. Mohamed Faouzi, "Adaptive direct torque control using Luenberger-sliding mode observer for online stator resistance estimation for five-phase induction motor drives", *Springer Electrical Engineering*, 2017, pp. 1-11.
- [19]. B. Wu, S. B. Dewan, P. Sen, "A modified current-source inverter for a multiple induction motor drive system", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 10-16, January 1988.
- [20]. J. Listwan and K. Pieńkowski, "Field-oriented control of five-phase induction motor with open-end stator winding," *Archives of Electrical Engineering*, Vol. 65, No. 03, 2016, pp. 395- 410.
- [21]. R. Sundram, B.J. Auzani, L. V. R. Logan Raj, A. S. Mohamed and A.K. Kasrul, " Improved performance of DTC for 5-phase induction machine using open-end topology," *Energy Conversion (CENCON)*, IEEE Conference on. Johor Bahru, Malaysia, Dec. 2014.
- [22]. S. Jeon, J. Kim, K. Jung, S. Sul, J. Choi, "Decoupling control of bridge rolls for steel mill drive system", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 35, no. 1, pp. 119-125, January-February 1999.
- [23]. S. Sakai, H. Hori, "Advantage of electric motor for anti-skid control of electric vehicle", *Proc. of EPE-PEMC'2000*, CD-ROM, Kosice (Slovak Republic), September 2000.
- [24]. J. D. Ma, B. Wu, N. Zargari, S. Rizzo, "A space vector modulated CSI-based AC drive for multimotor applications", *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 16, no. 4, pp. 535-544, July 2001.
- [25]. Y. Matsumoto, S. Ozaki, A. Kawamura, "A novel vector control of single-inverter multiple-induction-motor drive for Shinkansen traction system", *Proc. of APEC'01*, Anaheim (USA), March 2001.
- [26]. K. Matsuse, Y. Kouno, H. Kawai, S. Yokomizo, "A speed-sensorless vector control method of parallel-connected dual induction motor fed by a single inverter", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 38, no. 6, pp. 1566-1571 November/December 2002.
- [27]. E. Levi, M. Jones, S. N. Vukasic, H. Toliyat, "A five-phase two-machine vector controlled induction motor drive supplied from a single inverter", *Proc. of EPE'03*, Toulouse, September 2003, CD-ROM.
- [28]. J. Mavier, « Convertisseurs génériques à tolérance de panne Applications pour le domaine aéronautique », Thèse de doctorat, Université de Toulouse, Toulouse, France, 22 mars 2007.
- [29]. Ondo Ndong, "Onduleurs de tension pour actionneurs électriques: fiabilisation par la séparation des cellules de commutation et reconfiguration," Thèse de Doctorat, Université de Montpellier, Montpellier, France, 22 octobre 2010
- [30]. G. E. Murr, A. Griffio, J. Wang, Z. Q. Zhu, et B. Mecrow, "Reliability assessment of fault tolerant permanent magnet AC drives", *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Yokohama, Japan, 2015, IECON, p. 2777-2782, 9-12 november 2015.
- [31]. F. Meinguet, P. Sandulescu, X. Kestelyn, et E. Semail, "A Method for Fault Detection and Isolation Based on the Processing of Multiple Diagnostic Indices: Application to Inverter Faults in AC Drives", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 62, no 3, p. 995-1009, mars 2013.

- [32]. F. Meinguet, "Fault detection and isolation, control reconfiguration and design considerations", Thèse de doctorat, Université Libre de Bruxelles, Bruxelles, Belgique, 2012.
- [33]. M.-A. Shamsi-Nejad, "Architectures d'alimentation et de Commande d'Actionneurs Tolérants aux Défauts - Régulateur de Courant Non Linéaire à Large Bande Passante", Thèse de doctorat, Université de Nancy, Nancy, France, 11 juillet 2007.
- [34]. Y. Wang, T. A. Lipo, et D. Pan, "Robust operation of double-output AC machine drive", 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia, Jeju, South Korea, 2011, ICPE & ECCE, p. 140-144, 30 may – 3 june 2011.
- [35]. M. Trabelsi, E. Semail, N. K. Nguyen, et F. Meinguet, "Open Switch Fault effects analysis in fivephase PMSM designed for aerospace application", International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, Anacapri, Italy, 2016, SPEEDAM, p. 14-21, 22-24 june 2016.
- [36]. Z. Dou, "Sûreté de fonctionnement des convertisseurs Nouvelles structures de redondances pour onduleurs sécurisés à tolérance de pannes", Thèse de doctorat, Université de Toulouse, Toulouse, France, 4 novembre 2011.
- [37]. M.-A. Shamsi-Nejad, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, et F. Meibody-Tabar, « Control strategies for fault tolerant PM drives using series architecture », présenté à Vehicle Power and Propulsion Conference, Lille, France, VPPC, 2010, p. 1-6, 1-3 septembre 2010.
- [38]. W. Zhang, D. Xu, P. N. Enjeti, H. Li, J. T. Hawke, et H. S. Krishnamoorthy, "Survey on Fault-Tolerant Techniques for Power Electronic Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no 12, p. 6319-6331, déc. 2014.
- [39]. G. Rini, "Analysis and Design of High Performance Multiphase Electric Drives for Vehicle and Aircraft Applications", Thèse de doctorat, Università di Bologna, Bologna, Italie, 2015.
- [40]. R. N. Argile, B. C. Mecrow, D. J. Atkinson, A. G. Jack, et P. Sangha, "Reliability analysis of fault tolerant drive topologies", 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives, York, UK, 2008, PEMD, p. 11-15, 2-4 april 2008.
- [41]. F. Betin et al., "Trends in Electrical Machines Control: Samples for Classical, Sensorless, and FaultTolerant Techniques", IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 8, no 2, p. 43-55, juin 2014.
- [42]. H. Zahr, "Machine Pentaphasée A Double Polarité Pour Electrification Du Domaine Des Transports Par Effet Boite De Vitesse Electromagnétique", Thèse de doctorat, l'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Lille, France, 12 décembre 2016.
- [43]. K. Wang, J. Zhang, Z. Gu, H. Sun, et Z. Q. Zhu, "Torque Improvement of Dual Three-Phase Permanent Magnet Machine Using Zero Sequence Components", IEEE Transactions on Magnetics, apr. 2017.
- [44]. C. Zhou, G. Yang, et J. Su, "PWM Strategy With Minimum Harmonic Distortion for Dual Three-Phase Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives Operating in the Overmodulation Region", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no 2, p. 1367-1380, feb. 2016.
- [45]. L. Parsa et T. Kim, « Reducing Torque Pulsation of Multi-Phase Interior Permanent Magnet Machines », Industry Application Conference, Tampa, FL, USA, 2006, IAS, vol. 4, p. 1978-1983, 8-12 october 2006.

- [46]. M. Chomat, L. Schreier, et J. Bendl, “Torque-pulsation reduction in five-phase induction-machine drive”, European Conference on Power Electronics and Applications, Geneva, Switzerland 2015, EPE’15 ECCE-Europe, p. 1-10, 8-10 september 2015.
- [47]. E. Levi, S. N. Vukosavic, et M. Jones, “Vector control schemes for series-connected six-phase twomotor drive systems”, IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 152, no 2, p. 226, may 2005.
- [48]. I. Zoric, M. Jones, et E. Levi, “Phase voltage harmonic imbalance in asymmetrical multiphase machines with single neutral point”, Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, Italy, 2016, IECON, p. 4343-4348, 23-26 october 2016.
- [49]. F. Meinguet, “Fault detection and isolation, control reconfiguration and design considerations”, Thèse de doctorat, Université Libre de Bruxelles, Bruxelles, Belgique, 2012.
- [50]. C. Olmi, F. Scuiller, et J.-F. Charpentier, “Reliability assessment of an autonomous underwater vehicle propulsion by using electrical multi-phase drive”, Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Yokohama, Japan, 2015, IECON, p. 965-970, 9-12 november 2015.
- [51]. C. Olmi, F. Scuiller, et J.-F. Charpentier, “Evaluation de la Fiabilité de la propulsion électrique d’un véhicule autonome sous-marin intégrant un ensemble convertisseur statique/machine polyphasé”, Symposium de Génie Electrique, Grenoble, France, 2016, SGE, 7-9 juin 2016.
- [52]. F. Meinguet, X. Kestelyn, E. Semailx, et J. Gyselinck, « Fault detection, isolation and control reconfiguration of three-phase PMSM drives », présenté à International Symposium Industrial Electronics, Gdansk, Poland, ISIE, 2011, p. 2091-2096, 27-30 june 2011.
- [53]. N. Bianchi et S. Bolognani, “Fault-Tolerant PM Motors in Automotive Applications”, IEEE Conference on Vehicle Power and Propulsion, Chicago, IL, USA, 2005, VPPC, p. 747-755, 7 september 2005.
- [54]. G. R. Catuogno, G. O. Garcia, et R. Leidhold, “Fault tolerant control in six-phase PMSM under four open-circuits fault conditions”, Annual Conference on the IEEE Industrial Electronics Society, Florence, Italy, 2016, IECON, p. 5754-5759, 23-26 october 2016.
- [55]. M.-A. Shamsi-Nejad, B. Nahid-Mobarakeh, S. Pierfederici, et F. Meibody-Tabar, « Fault Tolerant and Minimum Loss Control of Double-Star Synchronous Machines Under Open Phase Conditions », IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no 5, p. 1956-1965, mai 2008.
- [56]. E. Semail, X. Kestelyn, et F. Locment, “Fault tolerant multiphase electrical drives: the impact of design”, IET Colloquium on Reliability in Electromagnetic Systems, Paris, France, 2007, p. 1-5, 24-25 may 2007.
- [57]. F. Wu, P. Zheng, et T. M. Jahns, “Six-phase fault-tolerant permanent magnet motor drives with reduced switch counts: Topology comparisons and hardware demonstration”, Transportation Electrification Conference and Expo, Dearborn, MI, USA, 2015, ITEC, p. 1-6, 14-17 june 2015.
- [58]. Wenping Cao, B. C. Mecrow, G. J. Atkinson, J. W. Bennett, and D. J. Atkinson, “Overview of Electric Motor Technologies Used for More Electric Aircraft (MEA),” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 9, pp. 3523–3531, sep. 2012.
- [59]. C. Gerada, K. Bradley, X. Huang, A. Goodman, C. Whitley, et G. Towers, “A 5-Phase Fault-Tolerant Brushless Permanent Magnet Motor Drive for an Aircraft Thin Wing Surface Actuator”,

- IEEE International Electrical Machines & Drives Conference, Antalya, Turkey, 2007, IEMDC, p. 1643-1648, 3-5 may 2007.
- [60]. E. D. Kenmoe Fankem, "Etude de différentes structures d'actionneurs de positionnement pour l'aéronautique," Thèse de doctorat, Université de Lorraine, Nancy, 26 novembre 2012.
- [61]. C. Gerada et K. J. Bradley, "Integrated PM Machine Design for an Aircraft EMA", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 55, no 9, p. 3300-3306, sept. 2008.
- [62]. C. Olmi, F. Scuiller, et J.-F. Charpentier, "Reliability assessment of an autonomous underwater vehicle propulsion by using electrical multi-phase drive", Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Yokohama, Japan, 2015, IECON, p. 965-970, 9-12 november 2015.
- [63]. X. Kestelyn et E. Semail, "A Vectorial Approach for Generation of Optimal Current References for Multiphase Permanent-Magnet Synchronous Machines in Real Time", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no 11, p. 5057-5065, nov. 2011.
- [64]. N. K. Nguyen, D. Flieller, X. Kestelyn, T. J. dos Santos Moraes, et E. Semail, "Analytical optimal currents for multiphase PMSMs under fault conditions and saturation", Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Dallas, TX, USA, 2014, IECON, p. 3197-3203, 29 october – 1 november 2014.
- [65]. A. Mohammadpour et L. Parsa, "Global Fault-Tolerant Control Technique for Multiphase PermanentMagnet Machines", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 51, no 1, p. 178-186, janv. 2015.
- [66]. N. K. Nguyen, F. Meinguet, E. Semail, et X. Kestelyn, "Fault-Tolerant Operation of an Open-End Winding Five-Phase PMSM Drive With Short-Circuit Inverter Fault", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no 1, p. 595-605, jan. 2016.
- [67]. J. R. Figueroa, J. Cros, et P. Viarouge, "Torque speed characteristic of polyphase permanent magnet motors with one phase fault", International Conference on Electrical Machines, Berlin Germany, 2014, ICEM, p. 2133-2142, 2-5 september 2014.
- [68]. A. Rosen, M. Groninger, et A. Mertens, "Modeling and optimized control of fault-tolerant H-bridge fed multiphase drives", European Conference on Power Electronics and Applications, Geneva, Switzerland 2015, p. 1-6, 8-10 september 2015.
- [69]. T. Bensalah, M. PY, et P. Thalin, "PRISCA Modular Electrical Power Management PowerR Integrated and SCALable", More Electric Aircraft, Bordeaux, France, 2012, MEA 2012, 20-21 november 2012.
- [70]. T. Bensalah et P. Thalin, "Integrated Modular power Electronics: Achievements and Challenges", More Electric Aircraft, Toulouse, France, 2015, MEA 2015, 3-5 february 2015.
- [71]. P. Delarue, A. Bouscayrol, et B. Francois, "Control implementation of a five-leg voltage source-inverter supplying two three-phase induction machines", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Madison, WI, USA, 2003, IEMDC'03, vol. 3, p. 1909-1915, 1-4 june 2003.
- [72]. A. Bouscayrol, M. Pietrzak-David, P. Delarue, R. Pena-Eguiluz, P.-E. Vidal, et X. Kestelyn, "Weighted Control of Traction Drives With Parallel-Connected AC Machines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no 6, p. 1799-1806, déc. 2006.

- [73]. B. Jacobina, I. S. De Freitas, E. R. C. Da Silva, A. M. N. Lima, et R. L. A. Ribeiro, “Reduced Switch Count DC-Link AC-AC Five-Leg Converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no 5, p. 1301-1310, sept. 2006.
- [74]. W. Wang, M. Cheng, B. Zhang, Y. Zhu, et S. Ding, “A Fault-Tolerant Permanent-Magnet Traction Module for Subway Applications”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no 4, p. 1646-1658, apr. 2014.
- [75]. M. Jones, D. Dujic, E. Levi, A. Batako, et O. Mgaloblishvili, “A Novel Five-leg Inverter PWM Technique for Two-Motor Centre-Driven Winders”, *IEEE International Electrical Machines & Drives Conference*, Antalya, Turkey, 2007, p. 254-259, 3-5 may 2007.
- [76]. M. Jones, D. Dujic, E. Levi, M. Bebic, et B. Jefstencic, “A two-motor centre-driven winder drive fed by a five-leg voltage source inverter”, *European Conference on Power Electronics and Applications*, Aalborg, Denmark 2007, p. 1-10, 2-5 september 2007.
- [77]. C.-S. Lim, E. Levi, M. Jones, N. A. Rahim, et W.-P. Hew, “A Comparative Study of Synchronous Current Control Schemes Based on FCS-MPC and PI-PWM for a Two-Motor Three Phase Drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no 8, p. 3867-3878, aug. 2014.
- [78]. M. Jones, D. Dujic, et E. Levi, “A performance comparison of PWM techniques for five-leg VSIs supplying two-motor drives”, *Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Orlando, FL, USA, 2014, *IECON*, p. 508-513, 10-13 november 2008.
- [79]. S. N. Vukosavic, M. Jones, D. Dujic, et E. Levi, “An improved PWM method for a five-leg inverter supplying two three-phase motors”, *International Symposium on Industrial Electronics*, Cambridge, UK, 2008, *ISIE*, p. 160-165, 30 june – 2 july.2008.
- [80]. A. Hara, H. Enokijima, et K. Matsuse, “Independent vector control of two induction motors fed by a five-leg inverter with space vector modulation”, *Industry Applications Society Annual Meeting*, Orlando, FL, USA, 2011, *IAS*, p. 1-8, 9-13 october 2011.
- [81]. S. Gataric, “A polyphase cartesian vector approach to control of polyphase AC machines,” *Industry Applications Conference*, Industry Application Conference, Rome, Italy, 2000, *IAS*, vol. 3, pp. 1648–1654, 8-12 october 2000.
- [82]. T. J. dos Santos Moraes, N. K. Nguyen, F. Meinguet, et E. Semail, “A comparative study of two faulttolerant dual-motor drive topologies under short-circuit inverter switch fault”, *IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics*, Buzios, Brazil, 2015, *ISIE*, p. 1490-1495, 3-5 june 2015.
- [83]. Levi, M. Jones, et S. N. Vukosavic, “Even-phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings”, *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 150, no 5, p. 580-590, sept. 2003.
- [84]. A. Iqbal, « Modelling and Control of Series-Connected Five-Phase and Six-Phase Two-Motor Drives », Thèse de doctorat, Liverpool John Moores University, Liverpool, United Kingdom, august, 2005.
- [85]. Mekri, J.-F. Charpentier, et E. Semail, “An efficient control of a series connected two synchronous motor 5-phase with non sinusoidal EMF supplied by a single 5-leg VSI: Experimental and theoretical investigations”, *Electric Power Systems Research*, vol. 92, p. 11-19, nov. 2012.

- [86]. M. Mengoni, A. Tani, L. Zarri, G. Serra, et D. Casadei, "Position Control of a Multi-Motor Drive Based on Series-Connected Five-Phase Tubular PM Actuators", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no 6, p. 2048-2058, nov. 2012.
- [87]. T. J. dos Santos Moraes, N. K. Nguyen, E. Semail, F. Meinguet, et M. Guerin, "Dual Multiphase Motor Drives for Fault-Tolerant Applications: Power Electronic Structures and Control Strategies", *IEEE Transactions on Power Electronics*, p. 1-1, feb. 2017.
- [88]. M. Jones, S. N. Vukosavic, et E. Levi, "Parallel-Connected Multiphase Multidrive Systems With Single Inverter Supply", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no 6, p. 2047-2057, juin 2009.
- [89]. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, et H. A. Toliyat, "A Novel Concept of a Multiphase, Multimotor Vector Controlled Drive System Supplied From a Single Voltage Source Inverter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no 2, p. 320-335, mars 2004.
- [90]. E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, et S. Williamson, "Multiphase induction motor drives – a technology status review", *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no 4, p. 489-516, july 2007.
- [91]. M. Jones, S. N. Vukosavic, E. Levi, et A. Iqbal, "A novel six-phase series-connected two motor drive with decoupled dynamic control", *Industrial Application Conference*, Seattle, WA, USA, 2004, IAS, vol. 1, p. 639-646, 3-7 october 2004.
- [92]. R. Michel, M. Bekemans, M. Guillaume, E. Semail, "Device for controlling two multiphase motors", *European Patent 2903155*, August 05, 2015.
- [93]. S. Lim, N. A. Rahim, W. P. Hew, et E. Levi, "Model Predictive Control of a Two-Motor Drive With Five-Leg-Inverter Supply", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no 1, p. 54-65, janv. 2013.
- [94]. Xiao Zhicai, Wang Jing, Liu Huasong, Han Haopeng, et Liu Lingshun, "Active disturbance rejection control strategy for symmetrical six-phase and three-phase PMSM two-motor series-connected system", *International Conference on Electronic Measurement & Instruments*, Qingdao, China, 2015, ICEMI, p. 1354-1358, 16-18 july 2015.
- [95]. F. Locment, E. Semail, et X. Kestelyn, "Vectorial Approach-Based Control of a Seven-Phase Axial Flux Machine Designed for Fault Operation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no 10, p. 3682-3691, oct. 2008.
- [96]. P. Sandulescu, "Modélisation et commande d'un système à trois phases indépendantes à double fonctionnalité : Traction Electrique et Chargeur Forte puissance pour application Automobile", *Thèse de Doctorat*, Ecole Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, Lille, France, 6 septembre 2013.
- [97]. Bouscayrol et al, "Control structures for multi-machine multi-converter systems with several couplings by criteria merging", *European Conference on Power Electronics and Applications*, Dresden, Germany, 2005, EPE, p. 9 pp.P.9, 11-14 september 2005.
- [98]. P. O'Donnell, "Report of large reliability survey of industrial and commercial installations, Part 1", *IEEE Transaction on Industry Applications*, Vol. IA,21, N° 4, aug. 1985, pp 853 – 864.
- [99]. S. Kiran Aher and A. G. Thosar, "Modeling and Simulation of Five Phase Induction Motor using MATLAB/Simulink," *International Journal of Engineering Research and Applications*, Vol. 6, No. 5, 2016, pp.1-8.

- [100]. O.V. Thorsen, M. Dalva, "A survey of fault on induction motors in offshore oil industry, petrochemical industry, gas terminals, and oil refineries", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.31, no.5, pp.1186-1196, September 1995.
- [101]. W.T. Thomson, "A review of on-line condition monitoring techniques for three-phase squirrel-cage induction motors: Past, present and future" Proc. IEEE SDEMPED 1999 – Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives, pp.3-18, Sep. 1999.
- [102]. G. Salles, " Surveillance et diagnostic des défauts de la charge d'un entraînement par machine asynchrone" Thèse de doctorat de l'Université Claude Bernard Lyon1, Janvier 1997.
- [103]. M. F. Cabanas, M. G. Melero, J.G. Aleixandre et J. Solares, "Shaft misalignment diagnosis of induction motors using current spectral analysis : A theoretical approach" Proc. International Conference on Electrical Machines (ICEM), pp 384-390, 10 – 12 Septembre 1996.
- [104]. A. H. Bonnett, G. C. Soukup, "Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel cage induction motors" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28 no.4, pp 921-937, Aug 1992.
- [105]. S. Nandi, H. A. Toliyat, "Condition monitoring and fault diagnosis of electrical machines – a review" IEEE Industry Applications Conference.Thirty-Fourth IAS Annual Meeting, Vol.1, pp.197-204, Phoenix, USA, 1999.
- [106]. B. Raison, "Détection et localisation de défaillances sur un entraînement électrique" Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Grenoble, Septembre 2000.
- [107]. Naït-Saïd M.S., Benbouzid M.E.H. et Benchaid A., "Detection of broken bars induction motors using an extended Kalman filter for rotor resistance sensorless estimation" IEEE Transactions on energy conversion, Vol.15, no.1, pp. 66-70, Mars 2000.
- [108]. N. M. Elkasabgy, A. R. Eastham, G. E. Dawson, "Detection of broken bars in the cage rotor on an induction machine" IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, no.1, Part 1, pp. 165-171, Feb. 1992.
- [109]. G. Didier, E. Ternisien, O. Caspary, H. Razik, "A new approach to detect broken rotor bars in induction machines by current spectrum analysis", Journal of Mechanical Systems and Signal Processing (MSP), vol. 21, n° 2, pp. 1127-1142, Feb.07.
- [110]. Yahoui H., J. Seetohul, Grellet G., Jammal A., "Detection of broken bar or end-ring fault in asynchronous machines by spectrum analysis of the observed electromagnetic torque through supply cable", Revue Européenne de Diagnostic et Sécurité de Fonctionnement, Vol.5, no.4, 1995.
- [111]. A. Bentounsi, " On Line Diagnosis of Defaults on Squirrel Cage Motors Using FEM", IEEE Transactions On Magnetics, Vol. 34, No. 5, September 1998.
- [112]. R. N. Andriamalala, H.Razik, L. Baghli, F-M. Sargos, "Eccentricity Fault Diagnosis of a Dual-Stator Winding Induction Machine Drive Considering the Slotting Effects", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 55, Issue 12, , pp. 4238 – 4251, Dec. 2008.
- [113]. Sobczyk T. J., Izvorski A., "Recognition of rotor eccentricity of induction motor based on the fourier spectra of phase currents" Proc. ICEM'98, pp.408 – 413 , Vol 1, sep. 1998 .

- [114]. V. Devanneaux, H. Kabbaj, B. Dagues et J. Faucher, "An accurate model of squirrel cage induction machines under static, dynamic or mixed eccentricity" Proc. IEEE SDEMPED 2001, pp.121-126, Septembre 2001.
- [115]. V. Kogan & B. Nindra. "Investigation of high voltage stator winding vibrations in* fullscale slot model". In Electrical Insulation Conference, pages 155-166, Sept.1997.
- [116]. W. Jiabin , W. Weiya , G.W. Jewell, D. Howe, "Design of a miniature permanentmagnet generator and energy storage system ", Industrial Electronics, IEEE Transactions on, Volume: 52, Issue: 5, page(s): 1383- 1390, Oct. 2005.
- [117]. Noel C., Takorabet N., Meibody-Tabar F., "Short-Circuit Current Reduction Technique for Surface Mounted PM Machines in High Torque-Low Speed Applications", IAS, 2004.
- [118]. W. Xiangheng, C. Songlin, W. Weijian, S. Yuguang & L. Xu., "A study of armature winding internal faults and protection schemes for turbogenerators", In IEEE Industry Applications Conf., volume 1, Oct. 2000.
- [119]. G. M. Joksimovic, J. Penman, "The detection of inter-turn short circuits in the stator windings of operating motors" IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol.47, no.5, pp. 1078-1084, Oct. 2000.
- [120]. J. S. Thomson, C. S. Kallesoe, "Stator fault modelling of induction motors", SPEEDAM Conference, 2006.
- [121]. H.A. Toliyat, M.M. Rahimian, T.A. Lipo, "A five phase reluctance motor with high specific torque," *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 28, no. 3, 1992, pp. 659-667.
- [122]. E. Levi, M. Jones, S.N. Vukosavic and H.A. Toliyat, "A novel concept of a multiphase, multi-motor vector controlled drive system supplied from a single voltage source inverter," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 19, pp. 320-335, 2004.
- [123]. H. A. Toliyat, "Analysis and simulation of five-phase variable-speed induction motor drives under asymmetrical connections," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 4, pp. 748–756, Jul. 1998.
- [124]. L. Théolier, "Conception de transistor MOS haute tension (1200 volts) pour l'électronique de puissance," Thèse de doctorat en micro-nanoélectronique, Université Paul Sabatier - Toulouse III, France, 2008.
- [125]. F. Badin et al, "Hybrid vehicles: from components to system". IFP Energies nouvelles Chairman and CEO, Editions TECHNIP, ISBN 978-2-7108-0994-4 .FRANCE 2013.
- [126]. Bruno FRANCOIS "Formalisme De Modélisation et de Synthèse Des Commandes Appliqué Aux Convertisseurs Statiques A Structure Matricielle" thèse de doctorat en GÉNIE ÉLECTRIQUE, Université Des Sciences et de Technologies de Lille 1996.
- [127]. DENDOUGA Abdelhakim " Contrôle des Puissances Active et Réactive de la Machine A Double Alimentation (DFIM) ,"Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université de Batna 2010.
- [128]. Delarue. Ph, Rombaut. C et Séguier. G "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", 3^{ème} édition, Lavoisier, 2007, Paris, France.
- [129]. M. Saleh, A. Iqbal, S. M. Ahmed, A. Kalam, and H. Abu-Rub, "Carrier-based pulse width modulation technique for a three-to-five phase matrix converter for supplying five-phase two-motor drives," *International Journal of Engineering*, vol. 2, no. 10, p. 12, 2010.

- [130]. A. Iqbal and H. Abu-Rub, "Space Vector PWM Technique for a Three-to-Five-Phase Matrix Converter," *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 48, no. 2, pp. 697–707, Mar. 2012.
- [131]. M. B. Youcef, A. Djahbar, and B. Mazari, "modeling and control the set of matrix converter-two five-phase wheel motors (2 PMSM) for driving an electric traction system," *Journal of Electrical Engineering*, Volume 17- Edition: 4.62. 2017.
- [132]. M. Bland, P. Wheeler, J. Clare, and L. Empringham, "Comparison of calculated and measured losses in direct AC-AC converters," in *2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)*, Vancouver, BC, Canada, 2001, vol. 2, pp. 1096–1101.
- [133]. D. Katsis, P. Wheeler, J. Clare, and P. Zanchetta, "A three-phase utility power supply based on the matrix converter," in *Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting*. Seattle, WA, USA, 2004, vol. 3, pp. 1447–1451.
- [134]. Boumediene HAMID " Stratégie de Contrôle de la Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Matriciel" mémoire de magister en génie électrique, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, USTO 2006.
- [135]. Arevalo. S.L "Matrix converter for frequency changing power supply applications" Thèse de doctorat de science, Université de Nottingham, U. K, 2008.
- [136]. Ghedamsi. K "Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence : Application à la conduite de la machine asynchrone", Thèse de Doctorat en en Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique, ENP 2008.
- [137]. Gusia.S, "Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI : Application aux actionnements électriques", Thèse de Doctorat, Université catholique de Louvain, France, 2005.
- [138]. P. W. Wheeler, J. C. Clare, and L. Empringham, "A vector controlled MCT matrix converter induction motor drive with minimized commutation times and enhanced waveform quality," in *Conference Record of the 2002 IEEE Industry Applications Conference. 37th IAS Annual Meeting (Cat. No.02CH37344)*, Pittsburgh, PA, USA, 2002, vol. 1, pp. 466–472.
- [139]. Delarue. Ph, Rombaut. C et Séguier. G "Les convertisseurs de l'électronique de puissance", 3^{ème} édition, Lavoisier, 2007, Paris, France.
- [140]. Gusia.S, "Modélisation des systèmes électroniques de puissance à commande MLI: Application aux actionnements électriques", Thèse de Doctorat, Université catholique de Louvain, France, 2005.
- [141]. BEKRAR Lyas "Etude De La Commande Découplée D'un Système D'entraînement Multimachines Electriques Mono convertisseur Statique," Mémoire De Magister En Systèmes Electrotechniques, Ecole Militaire Polytechnique Emp,2012.
- [142]. A. Hosseini, R. Trabelsi, M. F. Mimouni, and A. Iqbal, "Vector controlled five-phase permanent magnet synchronous motor drive," in *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, Istanbul, Turkey, 2014, pp. 2122–2127.
- [143]. O. Barambones, A. J. Garrido, «A sensorless variable structure control of induction motor drives », *Electric Power Systems Research (Elsevier)*, Vol. 72 No. 01, pp. 21–32, 2004.
- [144]. M. Ghanes, « Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique », Thèse de Doctorat en Automatique et Informatique Appliquée, Université de Nantes, 2005.

- [145]. Amor Khlaief. "Contribution à la commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) " Thèse de doctorat en Génie électrique, Université d'Aix-Marseille, France. 2012.
- [146]. T. Kamel, D. Abdelkader, and B. Said, "Vector control of five-phase permanent magnet synchronous motor drive," in 2015 4th International Conference on Electrical Engineering (ICEE), Boumerdes, 2015, pp. 1–4.
- [147]. OUANOUI ABDESSLAM" Commande de deux Machines Synchrones Pentaphasées à Aimants Permanents connectées en Série," Mémoire de Magister en Automatique, Ecole Nationale Polytechnique, 2011.
- [148]. Etienne Robert-Dehault,"Modélisation dynamique, commande et conception de machines pentaphasées alimentés par des onduleurs MLI", Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2005.
- [149]. Abed, A. " Contribution à L'étude et au Diagnostic de la machine Asynchrone ". Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, Mars 2002.
- [150]. M. Jones E. Levi, , S.N. Vukosavic and H.A. Toliyat, "A five-phase two-machine vector controlled induction motor drive supplied from a single inverter," European Power Electronics (EPE) and Drives Journal, vol. 14, no. 3, 2004, pp. 38-48.
- [151]. A. Iqbal, "Modelling And Control Of Series- Connected Five-Phase And Six- Phase Two-Motor Drives," Thèse de doctorat a l'Université de John Moores de Liverpool, , England,2005.
- [152]. A. Iqbal, "Modelling And Control Of Series- Connected Five-Phase And Six- Phase Two-Motor Drives," Thèse de doctorat a l'Université de John Moores de Liverpool, , England,2005.
- [153]. M.Venturini, "A new sine wave in, sine wave out conversion technique eliminates reactive elements", Proc. Powercon 7, pp. E3-1-E313, 1980.
- [154]. Venturini.M et Alesina. A, " The generalized transformer: A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor", IEEE Proc., Power electronics specialists Conf. PESC'80, pp.242-252, Jun 1980, New York, USA
- [155]. G. ROY, L. DUGUAY, S. MANIAS, AND G.E.APRIL."Asynchronous operation of cycloconverter with improved voltage gain by employing a scalar control algorithm" In Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1987, pp. 889–898.