

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE ABDERAHMANE MIRA BEJAIA

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

OPTION : Electrotechnique Industrielle



Mémoire de Fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme de master en Electrotechnique

Option : Electrotechnique Industrielle

Thème

**Motorisation Electrique avec
défaut par une machine
asynchrone polyphasée.**

Rédigé par :

M^{lle} CHOUALI Sabrina

M^f DIB Akram

Encadré par :

Mr A.AZIB

Année universitaire : 2019/2020

Résumé

Résumé

Les travaux que nous présentons dans ce mémoire portent sur l'entraînement électrique avec défaut d'une machine asynchrone penta-phasée, le principe de fonctionnement, caractéristiques sont le corps de ce mémoire, connaître les types des machines polyphasées, va nous permettre de mieux comprendre son fonctionnement et de la modéliser.

La suite de notre projet on l'as consacré à la simulation de cette machine, sous plusieurs aspect (modèle sain, modèle avec défaut, DTC ...), à la fin de ces manipulations on a pu trouver l'entraînement adéquat pour faire fonctionner cette machine en mode dégradé.

Mot clé : MASP, machine asynchrone polyphasée

abstract

The works that we present in this thesis focus on the faulty electrical drive of a penta-phase asynchronous machine, the operating principle, characteristics are the body of this thesis, knowing the types of polyphase machines, will allow us to better understand how it works and model it.

The rest of our project we devoted to the simulation of this machine, under several aspects (healthy model, model with defect, DTC ...), at the end of these manipulations we were able to find the adequate training to operate this machine in degraded mode.

Keyword: MASP, polyphase asynchronous machine

Remercîment

*On tient à remercier le bon dieu le tout puissant de nous avoir donné la force,
le courage et la patience pour venir à bout de ce travail.*

*On tient à exprimer nous plus vifs remerciements envers notre promoteur **A.**
AZIB pour le thème qu'il a proposé, il nous a guidé dans notre parcours. Il a été
d'une patience remarquable aux lacunes rencontrées durant notre travail.*

*Nous tenons aussi à remercier les membres de jury qui ont acceptée
d'examiner et d'évaluer notre travail*

*Nous remercions également tous les enseignants de la faculté de technologie,
en particulier, ceux du département Génie électrique.*

Un merci spécial à :

Enfin à toutes les personnes qui étaient et qui sont à cœur avec nous.

Dédicace

Dédicace

A mes parents qui m'ont toujours tout donné pour que je puisse un jour être là où je suis aujourd'hui, ceux qui m'ont toujours épaulé et qui ont fait passer mon bonheur avant le leur, je leur dédie ce travail pour leur exprimer toute ma reconnaissance et ma gratitude et l'amour que leur porte.

A mon frère Oussama et ma sœur Souhila, qui m'ont beaucoup soutenue durant mon parcours scolaire et m'ont poussé vers le haut, je leur souhaite pleins de bonheur et de réussite dans la vie.

A toute mes camarades parmi la promo ELT et surtout ceux de EI-1, je n'oublierais jamais tous ses moments passer en votre présence vous avez fait de mon cursus des souvenir inoubliables.

Je dédie ce modeste travaille à tous mes amis et spécialement Juba, Nabil, Mohand, Nacima et Lamia merci pour tout ce que vous avez pu m'apporter dans ma vie.

Je le dédie spécialement à mon très cher Salim qui a été depuis toujours à mes côtés et qui m'a toujours poussé à donner le meilleur de moi-même.

A ma précieuse binôme et amie Sabrina CHOUALI, la meilleure de toute, je te remercie pour toutes ces années qu'on a passé ensemble, et tous les souvenirs qu'on a créés et qui resteront dans ma mémoire à jamais, je n'oublierais jamais tous ce que tu m'as apporté, garde toujours le sourire et ne change jamais car tu es une personne en or, je te souhaite beaucoup de bonheur et de réussite dans ta vie.

Akram

Dédicace

Dédicace

A mes parents, ma raison de vivre, je tiens à vous remercier pour votre soutien durant toute ses années, que ça soit moralement ou financement.

A mon frère Tarik et sa femme Amira , qui m'ont beaucoup soutenue durant mon parcours scolaire et m'ont poussé vers le haut, je leur souhaite pleins de bonheur et de réussite dans la vie avec leurs fils Samy .

A ma chère sœur Lydia, un exemple de réussite pour moi , celle qui m'as orienté vers électrotechnique, je tiens a te remercier du fond du cœur pour la motivation que tu me donne, je tiens aussi a remercier ton cher mari Rafik de bien prendre soin de toi.

A toute mes camarades parmi la promo ELT et surtout ceux de EI-1, je n'oublierais jamais tous ses moments passer en votre présence vous avez fait de mon cursus des souvenir inoubliables.

Je dédie ce modeste travaille à tous mes amis et spécialement kahina qui m'as énormément soutenue, Juba,, Mohand, Nacima, Djihane, Rayane, Lamia, Celia,et Sonia merci pour tout ce que vous avez pu m'apporter dans ma vie.

Je le dédie spécialement à mes cousins et cousines spécialement à Lydia, Mina et Imène, qui ont toujours été à mes côtés et qui m'ont toujours poussé à donner le meilleur de moi-même.

A mes chers oncles et tantes, surtout à mes tantes Zakia, Salima,et Farida, je vous aime mes tatas, vous étiez toujours la a mes côtés me soutenir dans chaque pas de ma vie.

A mon cher binôme merci de supporter mes sauts d'humeur, et merci à moi-même.

Sabrina

Table des matières

Table des matières

Introduction générale	2
Chapitre I : Généralités sur les machines asynchrones polyphasées	
Introduction	5
I.1 Histoire des machines électriques.....	5
I.2 Définition de des machines asynchrones polyphasées	6
I.3 Caractéristiques des machines polyphasées	6
I.3.1 Les machines polyphasées de « Type I ».....	6
I.3.2 Machines polyphasées de « Type II » :.....	8
I.4 Principe de fonctionnement de la machine polyphasées	10
I.5 Applications des Machines polyphasées	11
I.6 Avantages des Machines polyphasées	11
I.6.1 Segmentation de puissance	11
I.6.2 Fiabilité	11
I.6.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques	12
I.6.4 Elimination d'harmonique d'espace	12
I.7 Inconvénients des machines polyphasées.....	12
I.8 Le choix de la machine asynchrone penta-phasée :.....	13
Conclusion.....	13
Chapitre II : Modélisation de la MASP avec une alimentation directe	
Introduction	14
II.1 Description de la machine asynchrone penta-phasé.....	14
II.2 Modélisation de la machine asynchrone penta-phasée.....	15
II.2.1 Les hypothèses simplificatrices.....	15
II.2.2 Modèle général de la machine asynchrone penta-phasée.....	16
II.2.3 Modèle de la machine asynchrone penta-phasée dans le repère (d,q)	18
II.3 Simulation de la machine asynchrone penta-phasée sous Matlab/Simulink	19

Table des matières

II.3.1	Simulation de MASP avec une alimentation directe.....	19
II.3.2	Alimentation avec onduleur	22
II.3.3	Simulation de l'ensemble onduleur-machine	25
II.4	Résultat de la simulation.....	25
II.5	Interprétation des résultats.....	26
Conclusion.....		27
Chapitre III : Commande en mode dégradé de la machine asynchrone penta-phasée		
Introduction		28
III.1.1	Equations électrique de la MASP.....	29
III.1.2	Etude du régime dynamique.....	30
III.1.3	Découplage du système, Matrice de transformation	31
III.1.4	Equations de la MASP dans le repère (α, β)	33
III.1.5	Equations de la MASP dans l'espace \mathbf{Z}	34
III.1.6	Equation mécanique	34
III.2	Résultats de simulation et interprétations	35
III.2.1	Résultats de simulation.....	35
III.2.2	Interprétation des résultats	38
III.3	Commande directe du couple de la MASP en régime dégradé	38
III.3.1	Principe de la DTC	39
III.3.2	Avantages de la DTC	39
III.3.3	Inconvénients de la DTC.....	39
III.3.4	Contrôle du vecteur flux statorique	40
III.3.5	Comparateur à hystérésis à deux niveaux	41
III.3.6	Règle d'évolution du flux statorique.....	42
III.3.7	Contrôle du couple	43
III.3.8	Comparateur à hystérésis à trois niveaux	44
III.3.9	Choix de vecteur de tension	45

Table des matières

III.3.10	Elaboration de la table de commutation de commande.....	46
III.3.11	Structure générale du contrôle direct de couple (DTC)	47
III.4	Résultats de la simulation	47
III.5	Interprétation des résultats.....	51
	Conclusion.....	52
	Conclusion générale	53
	Bibliographie.....	55
	Annexe	55

Listes des figures

Figure I-1 Représentation des enroulements de la MAS penta-phasée dans l'espace électrique.....	8
Figure I-2 Machine asynchrone penta-phasée.....	8
Figure I-3 Mode de fonctionnement suivant le glissement.....	10
Figure II-1 Enroulement de la machine penta-phasée.....	15
Figure II-2 Source de tension penta-phasée.....	20
Figure II-3 Allure de la vitesse.....	20
Figure II-4 Allure du couple électromagnétique.....	21
Figure II-5 Allure des courants statoriques.....	21
Figure II-6 Schéma de principe de l'onduleur de tension penta-phasé.....	22
Figure II-7 Principe de la commande MLI.....	25
Figure II-8 Allure des courants statoriques.....	26
Figure II-9 Allure du couple électromagnétique.....	26
Figure II-10 Allure de la vitesse.....	26
Figure III-1 Transformation équivalente de la MASP de base a b c d e à (α, β)	29
Figure III-2 Allure du couple électromagnétique avec Sa ouverte.....	35
Figure III-3 Allure de la vitesse de rotation avec la phase Sa ouverte.....	36
Figure III-4 Allure des courants statoriques.....	36
Figure III-5 Allure de la vitesse de rotation avec déconnexion de deux phases.....	37
Figure III-6 Allure du couple électromagnétique avec déconnexion de deux phases.....	37
Figure III-7 Allure des courants statoriques avec déconnexion de deux phases.....	38
Figure III-8 Exemple sur l'évolution du flux φ_s	41
Figure III-9 Comparateur à hystérésis à deux niveaux.....	42
Figure III-10 Evolution du flux statorique dans l'hystérésis.....	42
Figure III-11 Représentation des figures φ_{set} φ_r	43
Figure III-12 Comparateur à hystérésis à trois niveaux.....	45
Figure III-13 Choix des vecteurs de tension.....	46
Figure III-14 Schéma fonctionnel de la DTC.....	47
Figure III-15 Allure du couple électromagnétique.....	48
Figure III-16 Courant de la phase Sa.....	48
Figure III-17 Allure de trajectoire du flux statorique sur plan α et β	48
Figure III-18 Couple électromagnétique avec Sa ouverte.....	49
Figure III-19 Courant de la phase Sb avec ouverte Sa.....	49
Figure III-20 Trajectoire du Flux avec Sa ouverte.....	50
Figure III-21 Couple électromagnétique avec deux phases ouvertes.....	50
Figure III-22 Allure du courant de la phase Sc avec deux phases ouvertes.....	51
Figure III-23 Trajectoire du Flux avec deux phases ouvertes.....	51

Liste des tableaux

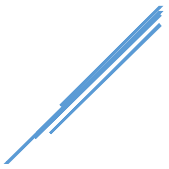


Tableau I-1 Machines dont le nombre de phase statorique est un multiple de trois (type I).....	7
Tableau I-2 Machines dont le nombre de phase statorique est un nombre impair (type II).....	9
Tableau II-1 Etats de commutateurs des interrupteurs de l'onduleur.....	23
Tableau III-1 Table de commutation de la DTC	47

Notations et symboles

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

MASP: Machine asynchrone penta-phasée.

DTC : Direct Torque Control.

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}, V_{sd}$ et V_{se} : Tensions des phases statoriques en [V].

V_{ra}, V_{rb} et V_{rc} : des tensions de phases rotoriques en [V].

$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}, I_{sd}$ et I_{se} : Courants des phases statoriques en [A].

I_{ra}, I_{rb} et I_{rc} : Courants des phases rotoriques en [A].

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}, \varphi_{sd}$ et φ_{se} : Flux des phases statoriques en [Wb].

$\varphi_{ra}, \varphi_{rb}$ et φ_{rc} : Flux des phases rotoriques en [Wb].

R_s : La résistance statorique en [Ω].

R_r : La résistance rotorique en [Ω].

L_{ss} et L_{rr} : Représentent respectivement les matrices d'inductance (propres, mutuelles) statoriques et rotoriques en [H].

L_{sr} et L_{rs} : Les inductances de couplage entre le stator et le rotor en [H].

L_s : L'inductance propre d'une phase statorique en [H].

L_r : L'inductance propre d'une phase rotorique en [H].

L_{ms} : L'inductance mutuelle au stator en [H].

L_{mr} : L'inductance mutuelle au rotor en [H].

M : La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique en [H].

L_m : L'inductance de magnétisante en [H].

J : Le moment d'inertie de la machine en [Kg.m²].

C_{em} : Le couple électromagnétique en [N.m].

C_r : Le couple résistant en [[N.m]].

Ω : La vitesse de rotation de la MASP en [tr/min].

V_{ds} et V_{dr} : Les tensions statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d en [V].

V_{qs} et V_{qr} : Les tensions statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q en [V].

φ_{sd} et φ_{rd} : Les flux statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d en [Wb].

φ_{sq} et φ_{rq} : Les flux statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q en [Wb].

I_{sd} et I_{rd} : Les courants statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe d en [A].

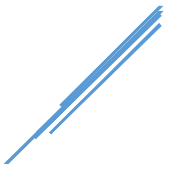
I_{sq} et I_{rq} : Les courants statorique et rotorique respectivement, suivant l'axe q en [A].

ω_s : La vitesse de rotation du champ statorique en [tr/min].

Notations et symboles

- ω_r : La vitesse de rotation du champ rotorique en [tr/min].
- p : Le nombre de pair pôles.
- f : Le coefficient de frottement.
- L_{s1} : Inductance de fuite des enroulements statoriques.
- $[p(\theta)]$: Matrice de transformation de PARK.
- θ : Angle entre l'axe réel et le repère de PARK.
- d, q : Référentiel lié au champ tournant.
- α, β : Référentiel lié au stator.
- $[T_N]$: Matrice de transformation en régime dégradé.
- $[T_C]$: Matrice de transformation en régime dégradé suivant (α, β) .
- $[T_Z]$: Matrice de transformation en régime dégradé suivant (z) .
- L_{sd} : L'inductance statorique lors de fonctionnement en mode dégradé suivant l'axe α .
- L_{sq} : L'inductance statorique lors de fonctionnement en mode dégradé suivant l'axe β .
- M_d : Inductance mutuelle entre stator rotor suivant l'axe α .
- M_q : Inductance mutuelle entre stator rotor suivant l'axe β .
- $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$: Courants de la MASP dans le référentiel de CLARKE (α, β) en mode dégradé.
- S_a : La première phase de la MASP.
- S_b : la deuxième phase de la MASP.
- $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$: Tensions de la MASP dans le référentiel de CLARKE (α, β) .
- $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$: Courants de la MASDE dans le référentiel de CLARKE (α, β) .
- $clfx$: Variable boolienne du comparateur à hystérésis à deux niveaux.
- $cclp$: Variable boolienne du comparateur à hystérésis à trois niveaux.
- ΔC_{em} : Bande hystérésis du correcteur de couple.
- $\Delta \varphi_s$: Bande hystérésis du correcteur de flux.
- ε_φ : L'erreur instantanée du flux.
- ε_c : L'erreur instantanée du couple.
- T_e : Période de commutation.
- σ : Coefficient de dispersion de BLONDEL.
- V_{Dc} : La tension du bus continue.
- q : Nombre de phases statoriques.
- \emptyset : Position d'un point.
- φ_s : Module du vecteur flux statorique.

Notations et symboles



φ_r : Module de vecteur rotorique.

Introduction Générale

Introduction générale

La machine asynchrone occupe maintenant une grande place dans les applications industrielles, elle représente jusqu'à 80% des machines utilisées dans le domaine, on la rencontre dans les endroits les plus divers de l'éolienne à des applications militaires, dans la propulsion électrique des véhicules, de tramway et de train de grande vitesse, voire même de bateaux de croisières.

Depuis la fin des années vingt, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduit pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines polyphasées ont par la suite fait un intérêt important [1], Ces dernières offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. En effet, la multiplication du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations du couple, permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer facilement. Enfin, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut. Les machines polyphasées sont présentes dans les domaines de la marine, la traction ferroviaire, l'industrie pétrochimique, l'avionique, l'automobile, etc....

Un des exemples les plus courants de machines polyphasées est la machine asynchrone penta-phasée (MASP). Dans la configuration classique, cinq enroulements statoriques, sont décalés d'un angle électrique de 72° . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé.

Depuis longtemps déjà, la rupture de phases dans les moteurs à fait l'objet de nombreux travaux. Les machines asynchrones sont largement utilisées en milieu industriel, assurer la continuité de leur fonctionnement permettra, en partie d'assurer la sécurité des personnes, et d'autre la qualité du service et la rentabilité des installations.

Lorsque l'alimentation de la machine est altérée par l'ouverture accidentelle de l'une de ses phases, la marche du système n'est plus satisfaisante. Si aucune mesure d'accompagnement n'est prise, les conséquences peuvent être très défavorables, menant à l'arrêt du système ou à de graves détériorations, voire à la destruction de l'entraînement. Toutefois, il arrive que le

Introduction Générale

fonctionnement puisse se poursuivre, mais alors dans des conditions très altérées, accompagnées le plus souvent d'oscillations de couple. La modélisation et le contrôle d'une machine polyphasée en régime dégradé ont pour objectif de maintenir un couple électromagnétique constant. Ce mode de fonctionnement est assuré par la commande qui doit tenir compte des contraintes résultant des nouvelles conditions en imposant certains critères. Le plus important est la limitation des pertes Joule [2].

L'objectif principal de notre travail est l'élaboration de modèles de simulation sous MATLAB de la machine asynchrone penta-phasée à cage d'écureuil, cela en régime sain et en présence de défauts (ouverture de phases). Puis d'élaborer une commande en boucle fermée en utilisant la DTC afin que la MASP puisse fonctionner en présence de défaut.

Pour bien assimiler ce thème, il nous apparaît nécessaire de l'introduire avec une introduction générale qui donne une vue générale sur le thème, puis de consacrer le premier chapitre pour les généralités sur les machines polyphasées, de citer leurs avantages et inconvénients, domaines d'application, principe de fonctionnement, et types de machines polyphasées,

Ensuite, le chapitre 2 aura pour but de modéliser la machine asynchrone penta-phasée en régime sain, puis avec une alimentation associée à onduleur penta-phasée.

Enfin, le troisième chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone penta-phasée avec ouverture d'une ou plusieurs phases d'alimentation, puis d'élaborer une commande en boucle fermée à l'aide de la DTC qui a pour but de maintenir le couple électromagnétique et le flux constant.

On terminera ce mémoire avec une conclusion générale ou on exposera les résultats obtenus.

Nous souhaitons, que nous ayons pu vous transmettre toutes les informations de notre travail à travers ce mémoire que nous souhaitons être, un outil d'aide aux gens intéressés par ce domaine.

Chapitre I : Généralités sur les machines asynchrones polyphasées

I Généralités sur les machines asynchrones polyphasées.

Introduction

Le sujet des machines asynchrones polyphasées sont traitées sous plusieurs aspects dans maints articles scientifiques depuis les dernières dizaines années. Grâce à plusieurs avantages qu'elles présentent par rapport aux autres types. Elles sont les plus simple à fabriquer, robuste, les moins couteuses, les moins exigeantes en termes d'entretien. Ces machines sont présentes dans les domaines de grandes puissances tels que la marine, l'avionique ou encore l'automobile [3].

Ce chapitre introductif apportera plus d'information sur les machines polyphasées, afin de mieux comprendre leur fonctionnement, d'élargir nos connaissances sur ses avantages inconvenients, types, et les domaines d'applications.

I.1 Histoire des machines électriques

Le monde a découvert le premier moteur électromagnétique en 1821, son créateur été le grand physicien britannique Michael Faraday, avec l'aide de Peter Barlow qui lui adjoignit une roue dentée, dix ans plus tard (1831), ce chercheur Anglais énonça les principes de l'induction électromagnétique, pendant ce temps le Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont également mené des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène [4].

En 1832 le mathématicien, physicien français André-Marie Ampère faisant collaboration avec le constructeur français Hippolyte Paxi, ont réalisé la génératrice à courant continue, puis en 1836 L'anglais Hyde Clarke réalisa une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Paxi/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur. Puis en 1842 Davidson utilisa un des premiers moteurs tournant à réactance variable [4].

Les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m apparaissent en 1848, ces derniers durent utilisés pour les applications industrielles, puis en 1860 la compagnie « l'Alliance » a fabriqué industriellement des génératrices de structures complexes. 5 ans plus tard l'Italien Antonio Pacinotti construit un prototype de machine à courant continu à induit en anneau et collecteur radial dont le fonctionnement a été amélioré [4].

La base du moteur à induction polyphasé a été conçue en 1883 par Nikola Tesla [3]. Puis en 1888 il a inventé le premier moteur à courant alternatif, qui a eu un rôle capital dans le développement de l'industrie électrique, puis a vendu les droits de fabrication à George Westinghouse (George Westinghouse) pour 65 000 \$ [5]. En 1899 la première machine asynchrone triphasé a apparue, qui a été réalisée par l'Allemand Michael Dolivo-Dobrowolski.

Le début du 20^{ème} siècle (1920), les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance [4].

I.2 Définition de des machines asynchrones polyphasées

Ce sont des moteurs à induction polyphasés dont le stator contient plusieurs enroulements individuels sur chaque pôle du moteur et que ce dernier est entraîné par une onde sinusoïdale qui se déplace dans le temps [5].

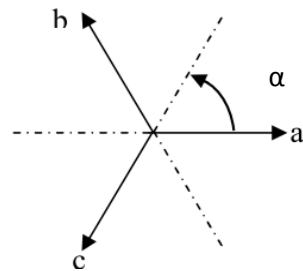
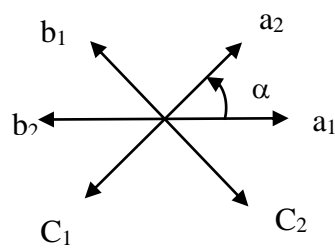
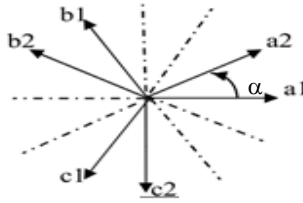
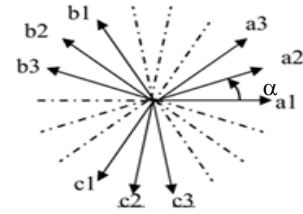
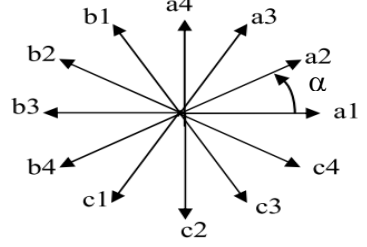
I.3 Caractéristiques des machines polyphasées

Les machines polyphasées se décomposent en deux types, on diffère entre ces derniers suivant le nombre de phases statoriques qui est ou non un multiple de trois [6] [7]. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera « machines polyphasées de type I » et « machines polyphasées de type II ». On va rarement considérer les machines dont le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois.

I.3.1 Les machines polyphasées de « Type I »

Le type I correspond aux machines dont le nombre de phase n est un multiple de trois, sa configuration est réalisée différemment, où la machine est représentée comme plusieurs groupes d'enroulements triphasés, communément intitulés multi-étoiles. Dans ce cas l'angle de déphasage entre chaque groupe triphasé est généralement de $\beta = \pi/n$, ce qui crée une configuration asymétrique. Généralement, les neutres de chacun de ces groupes sont isolés [8]. Bien que ça soit peu utilisé, il est également possible avec l'approche multi-étoiles d'effectuer une distribution symétrique des enroulements, avec $\alpha = \frac{2\pi}{n}$.

Tableau I-1 Machines dont le nombre de phase statorique est un multiple de trois (type I)

Nombre de phases q	Nombre équivalent de phases (q_a)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique position des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	

I.3.2 Machines polyphasées de « Type II » :

Ce sont les machines dont le nombre de phase n est un nombre non multiple de trois, tel que l'angle de déplacement entre chaque phase du stator doit rester symétrique afin de conserver une distribution de flux uniforme. Ceci représente un angle de $\alpha = 2\pi/n$. Comme exemple, on peut citer la machine penta-phasée [8].

I.3.2.1 Machines penta-phasées

La machine penta-phasée est constituée de cinq phases statoriques, décalées d'un angle électrique de 72° entre elles.

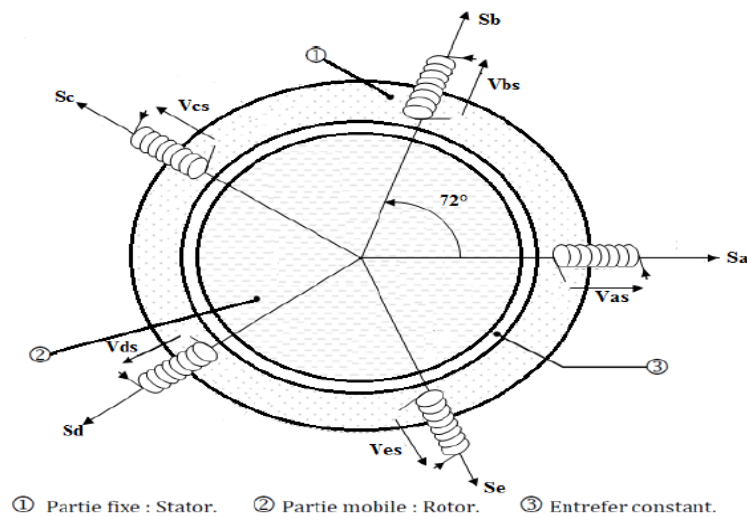


Figure I-1 Représentation des enroulements de la MAS penta-phasée dans l'espace électrique

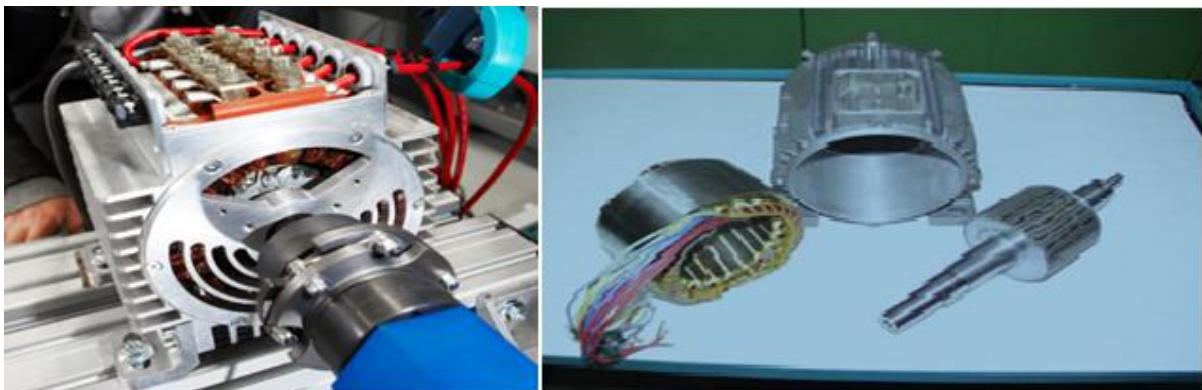
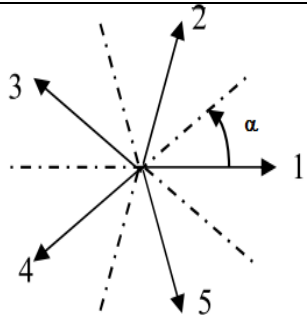
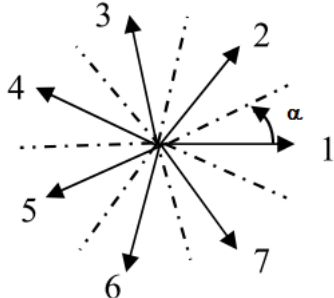
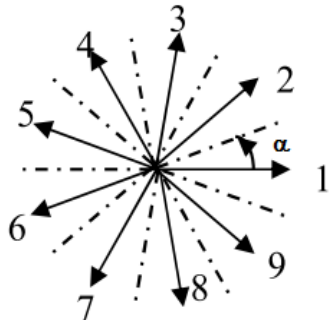
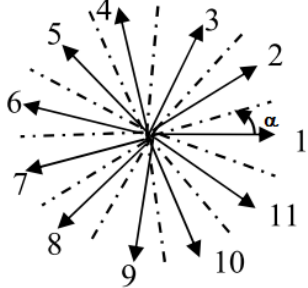
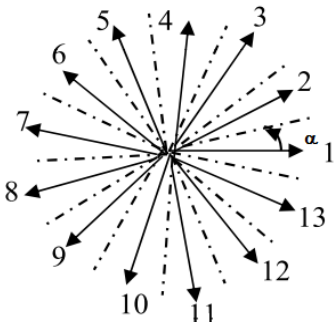


Figure I-2 Machine asynchrone penta-phasée

Tableau I-2 Machines dont le nombre de phase statorique est un nombre impair (type II)

Nombre de phases (nph)	Nombre équivalent(nph_{α})	Décalage angulaire (α)	Représentation des axes des bobines
5	5	$\pi/5$	
7	7	$\pi/7$	
9	9	$\pi/9$	
11	11	$\pi/11$	
13	13	$\pi/13$	

I.4 Principe de fonctionnement de la machine polyphasées

Un champ magnétique tournant dans le stator est créé à partir des courant statoriques, la fréquence des courants statoriques impose la fréquence de rotation de ce champ, cela veut dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence d'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme. Elle est définie comme suite [9] :

$$\Omega_s = \frac{f_s}{p} [\text{rad} / \text{s}] . \quad (\text{I.1})$$

Les enroulements statoriques produisent un champ tournant qui va induire des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celle du synchronisme, ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I.2})$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{I.3})$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement :

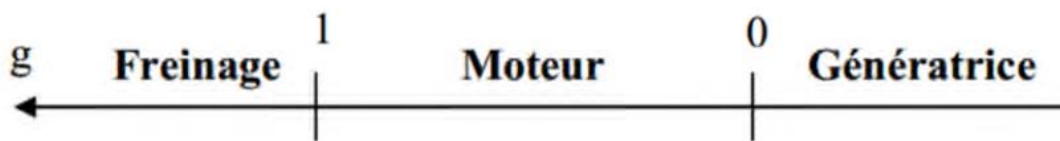


Figure I-3 Mode de fonctionnement suivant le glissement

I.5 Applications des Machines polyphasées

L'utilisation des machines polyphasées est beaucoup plus présente dans les applications de puissances élevées. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc [8].

Ses applications sont vastes, on peut aussi trouver une application qui concerne l'utilisation des machines polyphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux.

I.6 Avantages des Machines polyphasées

Les machines polyphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles. Parmi ces avantages, on peut citer :

I.6.1 Segmentation de puissance

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée.

L'augmentation de nombre de phases statoriques permet de réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations. Ce qui engendre la réduction de La puissance totale demandée par une machine dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de Minimiser les ondulations des courants et du couple.

La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines polyphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours. [9]

I.6.2 Fiabilité

Lorsqu'une machine triphasée est alimentée par un onduleur, il se peut qu'un des bras de l'onduleur soit défectueux, la machine fonctionne alors uniquement sur deux phases. Cela engendre une perte de contrôle de la machine ainsi que des ondulations de couple de fortes amplitudes. Pour pouvoir commander la machine dans ce régime, une solution consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source continue, afin de pouvoir contrôler les deux courants restants indépendamment l'un de l'autre.

Avec des machines polyphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives. Il peut y avoir jusqu'à $(q-3)$ phases ouvertes, sans relier le neutre de la machine au point milieu de la source continue. Plus on augmente le nombre de phases plus on a de degrés de liberté pour commander la machine [10].

I.6.3 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Dans une machine triphasée, l'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle de fondamentale est principalement créée par les harmoniques cinq et sept de temps. Alors que dans la machine asynchrone penta-phasée, par exemple, ces harmoniques ne créent pas de f.m.m, les harmoniques du couple de ces rangs sont naturellement éliminés. De plus, puisque certains harmoniques de courants statoriques ne créent de f.m.m, les courants pouvant être induits au Rotor n'existent pas pour ces harmoniques, par conséquent une machine polyphasée aura toujours moins de pertes rotorique qu'une machine triphasée [10].

I.6.4 Elimination d'harmonique d'espace

Plus la valeur de (nombre équivalent de phase) est grande, plus les rangs des premiers harmoniques d'espace existants sont élevés. Ces derniers sont ceux de rang dix-sept et dix-neuf pour la machine à neuf phases par exemple. On peut ainsi éliminer les harmoniques cinq et sept, responsables d'un creux au voisinage du septième de la vitesse synchrone, dans la caractéristique couple/vitesse de certaines machines triphasées.

Remarquons également que, à nombre d'encoches donné, plus le nombre des phases augmente, plus le nombre d'encoches par pôles et par phase diminue. Ceci augmente le facteur de distribution pour le fondamental. A courant donné, on augmente donc l'amplitude du fondamental de la FMM, comparé au cas de la machine triphasée [2].

I.7 Inconvénients des machines polyphasées

L'inconvénient majeur des machines polyphasées est l'apparition des courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleurs de tension, le choix de la commande du convertisseur statique peut constituer la première solution pour ce type de problème.

Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.

La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée

(contrôle du convertisseur statique) spécifiques et adaptées, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées (surtout pour les machines de Type II) [2].

I.8 Le choix de la machine asynchrone penta-phasée :

La machine asynchrone penta-phasée, est la machine polyphasée la plus courante dans les applications industrielles sans doute grâce à sa grande robustesse électromagnétique, son faible coût, sa fiabilité et sa sûreté de leur fonctionnement permettent en partie d'assurer la sécurité des personnes et sa très bonne standardisation. En étant la machine asynchrone polyphasée avec le minimum de phases à déconnecter. Son rotor est identique à celui de la machine asynchrone triphasé ce qui nous facilitera sa modélisation.

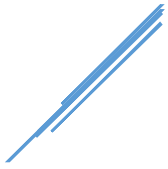
Conclusion

Dans ce chapitre on a pu connaître l'historiques des machines asynchrones et leurs fonctionnements généraux.

Ensuite, nous avons cités leur classification selon le nombre de phases statoriques, les machines dont le nombre de phases est multiple de trois sont moins compliquées pour la modélisation puisqu'elles peuvent être représentées par un ensemble des machines triphasées.

Finalement, nous avons cité quelques avantages et inconvénients des machines asynchrones et leurs applications, expliqué le choix de la machine penta-phasée dont on verra la modélisation dans le prochain chapitre.

Chapitre II : Modélisation de la MASP avec une alimentation directe



II. Modélisation de la MASP avec une alimentation directe

Introduction

Pour caractériser, commander, surveiller et diagnostiquer une machine asynchrone, l'élaboration d'un modèle mathématique et son identification s'avèrent indispensables.

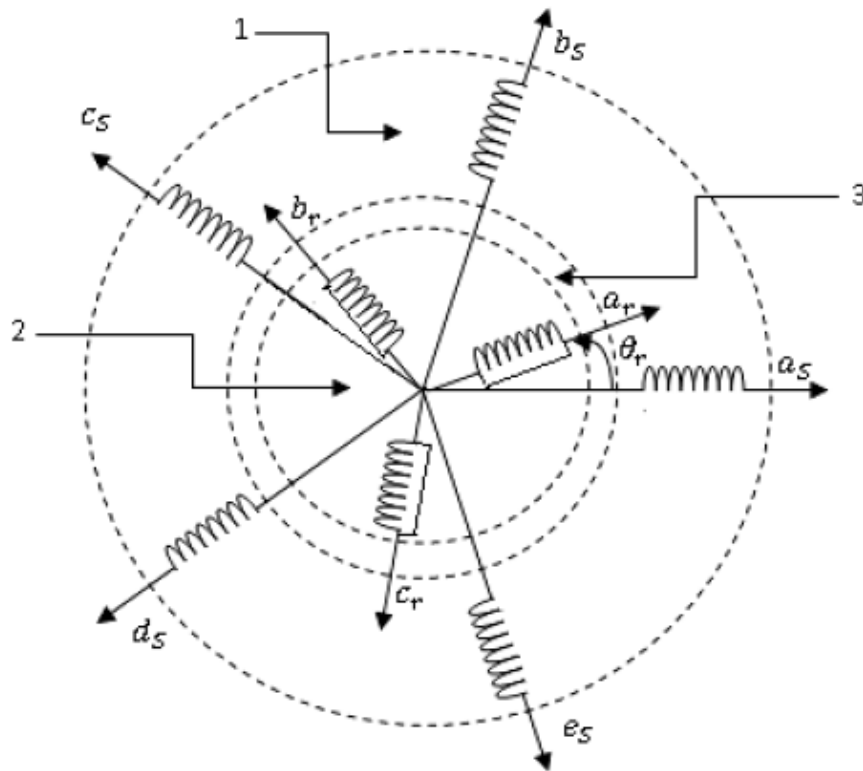
Dans ce chapitre nous nous consacrerons à la modélisation de la machine penta-phasée dans un régime sain (établie), qui sera associée à un onduleur penta-phasé, qu'on verra aussi son fonctionnement avec la commande MLI.

II.1 Description de la machine asynchrone penta-phasée

L'étude se fait sur la machine asynchrone penta-phasée à cage d'écureuil (type II), elle se constitue de deux parties. Une partie fixe appelée stator, il comporte dans ses encoches du circuit magnétique cinq enroulements qui sont identiques, dont les axes sont distants entre eux afin d'éviter le court-circuit des sources de tension, on adopte la commande complémentaire suivante :

- D'un angle électrique égal à $\frac{2\pi}{5}$. Le rotor est identique à celui de la machine asynchrone triphasé (rotor à cage d'écureuil).
- Augmenter le nombre de phase d'une machine afin de réduire la puissance qui doit transiter par chaque bras de l'onduleur (ou dans la mesure ou la puissance électrique qui est fournie à la machine est fractionnée), les interrupteurs s'en trouvent être de calibre plus faible.

La machine à induction à 5 phases proposée, 2 pôles, est montrée sur la figure II-1.



1 : partie fixe : stator, 2 : partie mobile rotor, 3 : entrefer constant

Figure II-1 Enroulement de la machine penta-phasée

II.2 Modélisation de la machine asynchrone penta-phasée

Pour l'étude de notre machine asynchrone à cage d'écureuil, nous avons choisi la méthode mathématique, en utilisant les équations du stator et rotor.

II.2.1 Les hypothèses simplificatrices

Pour étudier le comportement de la machine asynchrone penta-phasée en régime dynamique et permanent, il est nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [11]

:

- La force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer uniforme.
- La machine est de constitution symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'effet de l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés.

II.2.2 Modèle général de la machine asynchrone penta-phasée

- Pour le stator [11] [12] :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s \cdot I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s \cdot I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \\ V_{sd} = R_s \cdot I_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} \\ V_{se} = R_s \cdot I_{se} + \frac{d\varphi_{se}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

- Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r \cdot I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r \cdot I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r \cdot I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

On pose :

$R_{sa} = R_{sb} = R_{sc} = R_{sd} = R_{se} = R_s$ Avec R_s résistance d'une phase de stator.

$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$ Avec R_r résistance d'une phase de rotor.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{sd} \\ V_{se} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{sd} \\ I_{se} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \\ \varphi_{sd} \\ \varphi_{se} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

II.2.2.1 Equations de flux statorique et rotorique

Les flux sont exprimés en fonction des courants par :

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{sabcde}] \\ [\varphi_{rabc}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{sabcde}] \\ [i_{rabc}] \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

$$[L_{ss}] = L_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = L_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^t$$

L_{ss} Et L_{rr} Représentent respectivement les matrices d'inductance (propres, mutuelles) Statoriques et rotoriques.

L_{sr} et L_{rs} : Les inductances de couplage entre le stator et le rotor.

$L_{sa} = L_{sb} = L_{sc} = L_{sd} = L_{se} = L_s$: L'inductance propre d'une phase statorique.

$L_{ra} = L_{rb} = L_{rc} = L_r$: L'inductance propre d'une phase rotorique.

L_{ms} : L'inductance mutuelle au stator.

L_{mr} : L'inductance mutuelle au rotor.

M : La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

II.2.2.2 Equation mécanique

L'équation mécanique est décrite par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (\text{II.6})$$

Avec :

J : Le moment d'inertie de la machine

C_{em} : Le couple électromagnétique

C_r : Le couple résistant (couple de la charge)

Ω : La vitesse angulaire de rotation

f : Coefficient de frottements

II.2.3 Modèle de la machine asynchrone penta-phasée dans le repère (d,q)

II.2.3.1 Transformation de Park

Cette transformation permet le passage d'un système penta-phasée de composantes (a, b, c, d, e) à un autre système diphasé (d, q) équivalent. Elle est donnée par $T(\theta)$, θ ou est l'angle de rotation rotorique respectant les axes de référence [13].

$$T(\theta) = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Le comportement dynamique de base de la machine à induction à cinq phases peut être décrit par les équations suivantes dans un repère de référence (d, q) [4][12].

II.2.3.2 Application de la transformation de Park à la MASP

On choisit le référentiel lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations des tensions (II.8), (II.9), et aux équations de flux (II.10), nous obtenons le système d'équation suivant [4] [12] :

- **Equations de tensions**

Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_s \varphi_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_s \varphi_{ds} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Le rotor :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} - \omega_r \varphi_{qr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \omega_r \varphi_{dr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

- **Equations de flux**

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = (L_s + L_m) I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{qs} = (L_s + L_m) I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \varphi_{dr} = (L_r + L_m) I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \varphi_{qr} = (L_r + L_m) I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Avec L_m : l'inductance de magnétisante, $L_m = \frac{5}{2} M$.

L_s : l'inductance propre d'une phase statorique en [H].

L_r : l'inductance propre d'une phase rotorique en [H].

- **Equation du couple électromagnétique**

$$C_{em} = \frac{5P}{2^2} (\varphi_{ds} I_{qr} - \varphi_{qs} I_{ds}) \quad (\text{II.11})$$

Où :

P : Le nombre de pôles

C_r : Le couple de charge

J : Le moment d'inertie

f : Le coefficient de frottement

Ω : La vitesse de rotation

II.3 Simulation de la machine asynchrone penta-phasée sous

Matlab/Simulink

II.3.1 Simulation de MASP avec une alimentation directe

- **Alimentation directe**

Dans cette manipulation l'alimentation de la machine, se fait avec une source de tension de cinq phases sinusoïdales déphasées entre elles d'un angle électrique de 72° , de fréquence de 50 Hz , avec une amplitude de 220 V délivrées directement par le réseau.

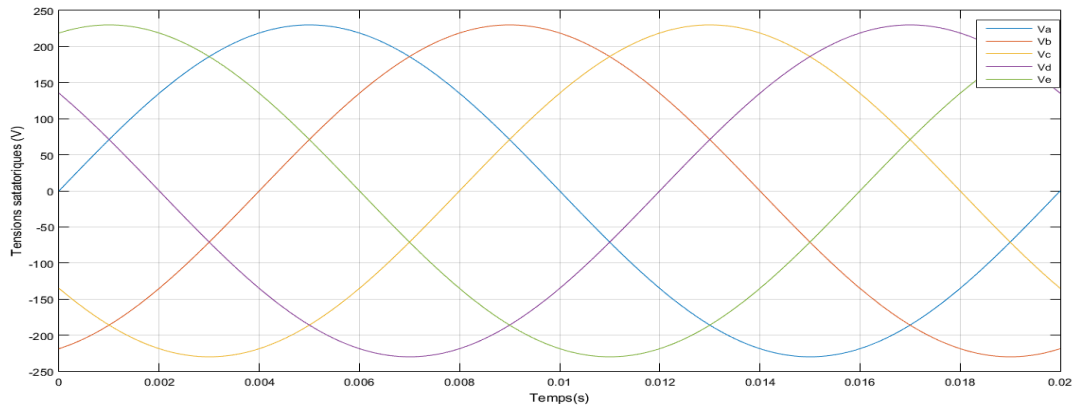


Figure II-2 Source de tension penta-phasée

- **Modèle Simulink de la modélisation**

Pour visualiser les courants statoriques, la vitesse et le couple de la machine asynchrone penta-phasée, nous avons réalisé son modèle sous Matlab/Simulink.

Les équations obtenues après la modélisation de la machine asynchrone penta-phasée, ont été employées pour établir le modèle si dessous, selon les paramètres qu'on a choisis.

Dans le but de voir la dynamique, nous avons inséré un couple résistant

$$C_r = 20\text{ N.m à l'instant } t = 0.75\text{ s.}$$

II.3.1.1 Résultats de la simulation

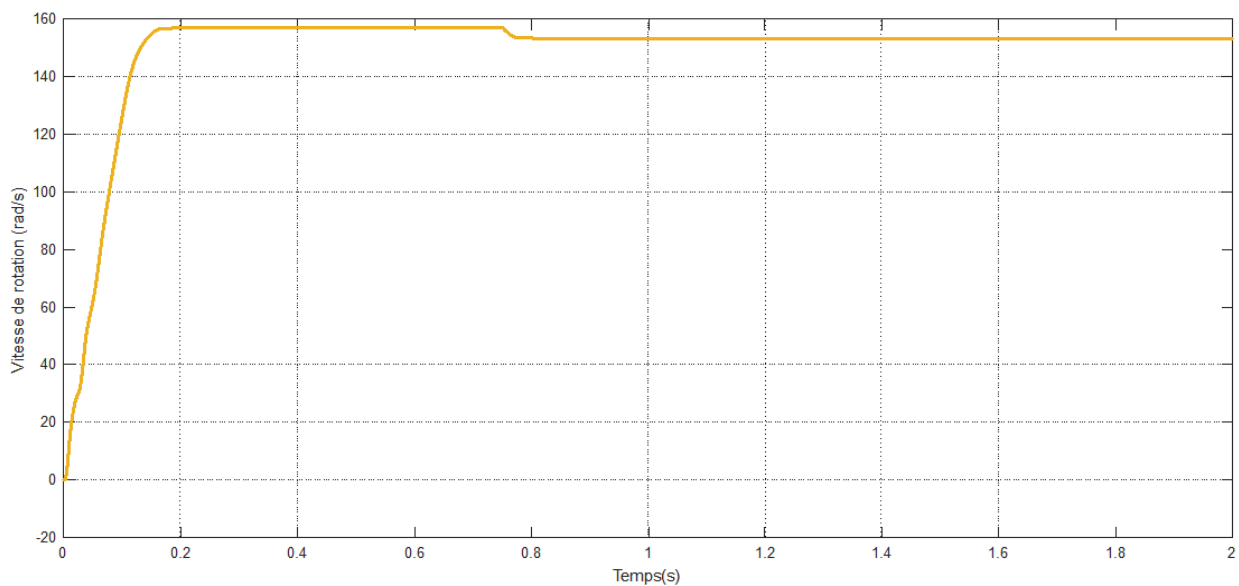


Figure II-3 Allure de la vitesse

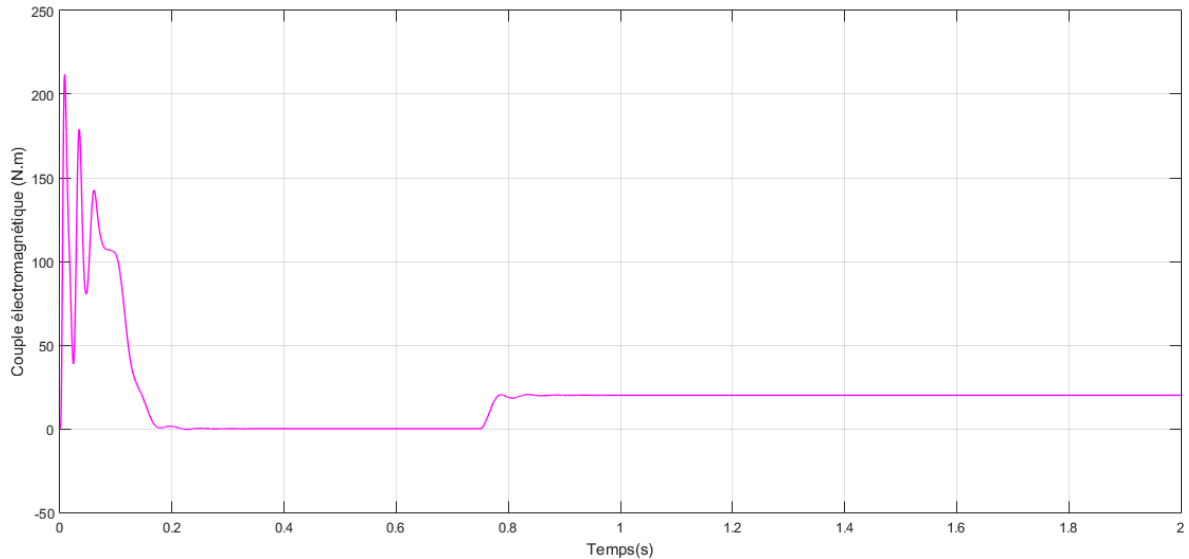


Figure II-4 Allure du couple électromagnétique

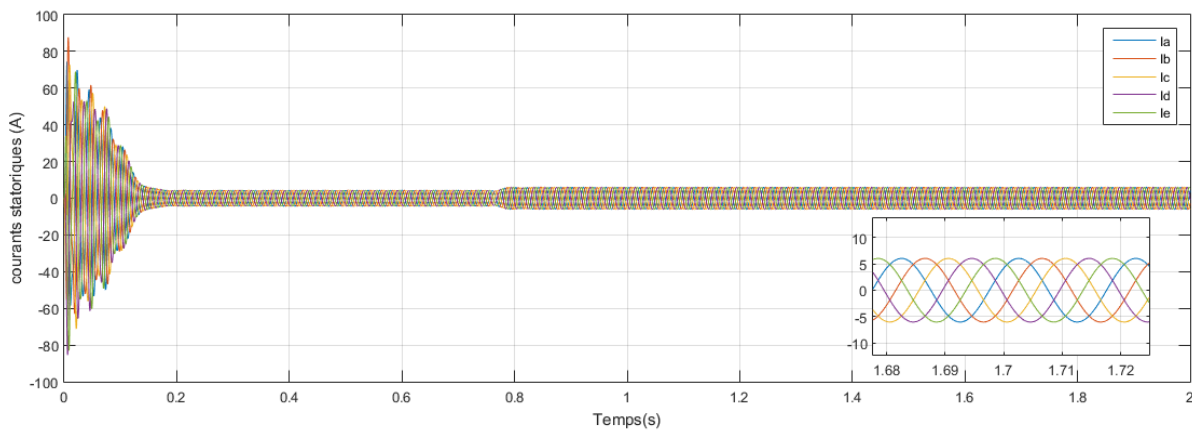


Figure II-5 Allure des courants statoriques

II.3.1.2 Interprétations des résultats de simulation

La figure II-3, nous montre l'allure de la vitesse dans le temps, tel qu'au démarrage elle est croissante, elle atteint une vitesse proche de la vitesse de synchronisme au bout de 0.2s, puis lorsque le couple résistant est appliqué à $t=0.75s$ de valeur de 20N.m, elle diminue légèrement et se stabilise à la valeur de 153 rad/s.

Le couple électromagnétique au régime transitoire représente un couple pulsatoire apériodique, avec un couple de démarrage qui atteint une valeur importante ($C_{em}= 106 \text{ N.m}$). Ce dernier s'ajuste parfaitement avec le couple résistant appliqué lorsqu'il atteint le régime permanent, comme nous le montre la figure II-4.

La figure II-5, nous décrit l'allure des courants statoriques à la sortie de la machine, on remarque que, au régime transitoire un pic de courant s'établi dans le moteur puis il se stabilise en sinusoïde qui augmente de valeur à l'application du couple résistant.

II.3.2 Alimentation avec onduleur

II.3.2.1 Structure de l'onduleur

L'onduleur de tension est un convertisseur statique continu alternatif, il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions d'amplitudes et de fréquences variables à partir d'une source de tension continue [13].

Dans cette manipulation nous allons travailler avec un onduleur penta-phasé, il se compose de cinq bras identiques constitué chacun de deux interrupteurs commandables complémentaires montés en série, pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part, et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part, chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche. La figure (II-6) représente le schéma principe de l'onduleur penta-phasé.

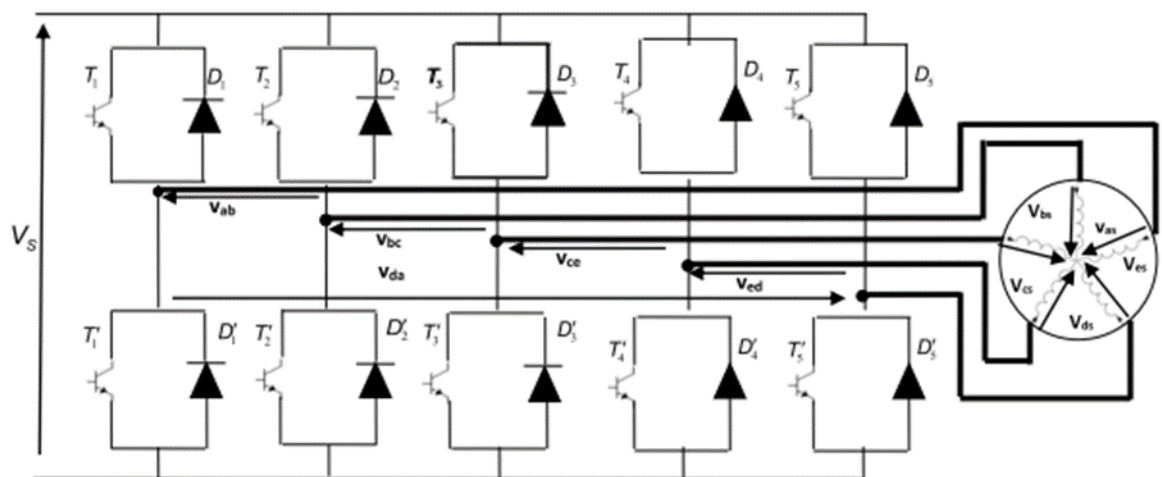


Figure II-6 Schéma de principe de l'onduleur de tension penta-phasé

II.3.2.2 Commande de l'onduleur

La symétrie des bras de l'onduleur nous permet de simplifier l'étude de l'onduleur à un seul bras.

Pour simplifier le modèle de l'onduleur, on suppose que [14], [15] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable (supposés idéalisés),
- La charge est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

Chaque bras est formé de deux interrupteurs de commandes complémentaires définis par une fonction de connexion donnée comme suit :

$$f_{sp} + f_{sn} = 1$$

S1, S2, S3, S4, S5, S6, S7, S8, S9, S10, ce sont les interrupteurs de l'onduleur, ils nous permet d'avoir 32 combinaisons possibles pour éviter le court-circuit de la tension fictive V_{pn} , ces dernières se composent de 30 vecteurs actifs de v_1 à v_{30} et deux vecteurs nuls v_0 et v_{31} , qui permettent de calculer les vecteurs de tensions de sortie correspondant.

Le tableau II.1 suivant, nous résume les états de commutations de l'onduleur.

Tableau II-1 Etats de commutateurs des interrupteurs de l'onduleur

Etat des interrupteurs										Tensions de sorties				
S_{jp}					S_{jn}					v_{sa}	v_{sb}	v_{sc}	v_{sd}	v_{se}
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
0	0	0	0	1	1	1	1	1	0	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$	$\frac{4}{5} * v_{pn}$
0	0	0	1	0	1	1	1	0	1	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$	$\frac{4}{5} * v_{pn}$	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$
0	0	0	1	1	1	1	1	0	0	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{3}{5} * v_{pn}$
0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$	$\frac{4}{5} * v_{pn}$	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$
0	0	1	0	1	1	1	0	1	0	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{3}{5} * v_{pn}$
0	0	1	1	0	1	1	0	0	1	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$
0	0	1	1	1	1	1	0	0	0	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$
0	1	0	0	0	1	0	1	1	1	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$	$\frac{4}{5} * v_{pn}$	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$
0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$
0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$
0	1	0	1	1	1	0	1	0	0	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$
0	1	1	0	0	1	0	0	1	1	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$
0	1	1	0	1	1	0	0	1	0	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$
0	1	1	1	0	1	0	0	0	1	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$
0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	$-\frac{4}{5} * v_{pn}$	$\frac{1}{5} * v_{pn}$	$\frac{1}{5} * v_{pn}$	$\frac{1}{5} * v_{pn}$	$\frac{1}{5} * v_{pn}$
1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	$\frac{4}{5} * v_{pn}$	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$	$-\frac{1}{5} * v_{pn}$
1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	$\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{3}{5} * v_{pn}$
1	0	0	1	0	0	1	1	0	1	$\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$
1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$
1	0	1	0	0	0	1	0	1	1	$\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$
1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$
1	0	1	1	0	0	1	0	0	1	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$
1	0	1	1	1	0	1	0	0	0	$\frac{1}{5} * v_{pn}$	$-\frac{4}{5} * v_{pn}$	$\frac{1}{5} * v_{pn}$	$\frac{1}{5} * v_{pn}$	$\frac{1}{5} * v_{pn}$
1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	$\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{2}{5} * v_{pn}$
1	1	0	0	1	0	0	1	1	0	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$
1	1	0	1	0	0	0	1	0	1	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$
1	1	0	1	1	0	0	1	0	0	$\frac{1}{5} * v_{pn}$	$\frac{1}{5} * v_{pn}$	$-\frac{4}{5} * v_{pn}$	$\frac{1}{5} * v_{pn}$	$\frac{1}{5} * v_{pn}$
1	1	1	0	0	0	0	0	1	1	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$\frac{2}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$	$-\frac{3}{5} * v_{pn}$
1	1	1	0	1	0	0	0	1	0	$\frac{1}{5} * v_{pn}$	$\frac{1}{5} * v_{pn}$	$\frac{1}{5} * v_{pn}$	$-\frac{4}{5} * v_{pn}$	$\frac{1}{5} * v_{pn}$
1	1	1	1	0	0	0	0	0	1	$\frac{1}{5} * v_{pn}$	$\frac{1}{5} * v_{pn}$	$\frac{1}{5} * v_{pn}$	$\frac{1}{5} * v_{pn}$	$-\frac{4}{5} * v_{pn}$
1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Les tensions de sortie de l'onduleur générées par les différentes combinaisons des interrupteurs basés sur la tension d'alimentation $V_s = V_{Dc}$ peuvent être déterminées en utilisant les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{sa} = \frac{V_{Dc}}{5} (4 * S_{ap} - S_{bp} - S_{cp} - S_{dp} - S_{ep}) \\ V_{sb} = \frac{V_{Dc}}{5} (-S_{ap} + 4 * S_{bp} - S_{cp} - S_{dp} - S_{ep}) \\ V_{sc} = \frac{V_{Dc}}{5} (-S_{ap} - S_{bp} + 4 * S_{cp} - S_{dp} - S_{ep}) \\ V_{sd} = \frac{V_{Dc}}{5} (-S_{ap} - S_{bp} - S_{cp} + 4 * S_{dp} - S_{ep}) \\ V_{se} = \frac{V_{Dc}}{5} (-S_{ap} - S_{bp} - S_{cp} - S_{dp} + 4 * S_{ep}) \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

II.3.2.3 Stratégie de commande de l'onduleur penta-phasée

- **Commande modulation de largeur d'impulsion (MLI)**

Le principe de cette stratégie repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence,
- Le second, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence.

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

- L'indice de modulation m qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence de la tension de référence f :

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

- Taux de modulation r qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence V_m et celle de la porteuse U_{pm} :

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}}$$

L'algorithme de la commande de cette stratégie pour un bras k de l'onduleur est donnée comme suit :

$$\begin{cases} V_{mk} \geq V_p \rightarrow V_k = V_{Dc} \\ V_{mk} < V_p \rightarrow V_k = 0 \end{cases}$$

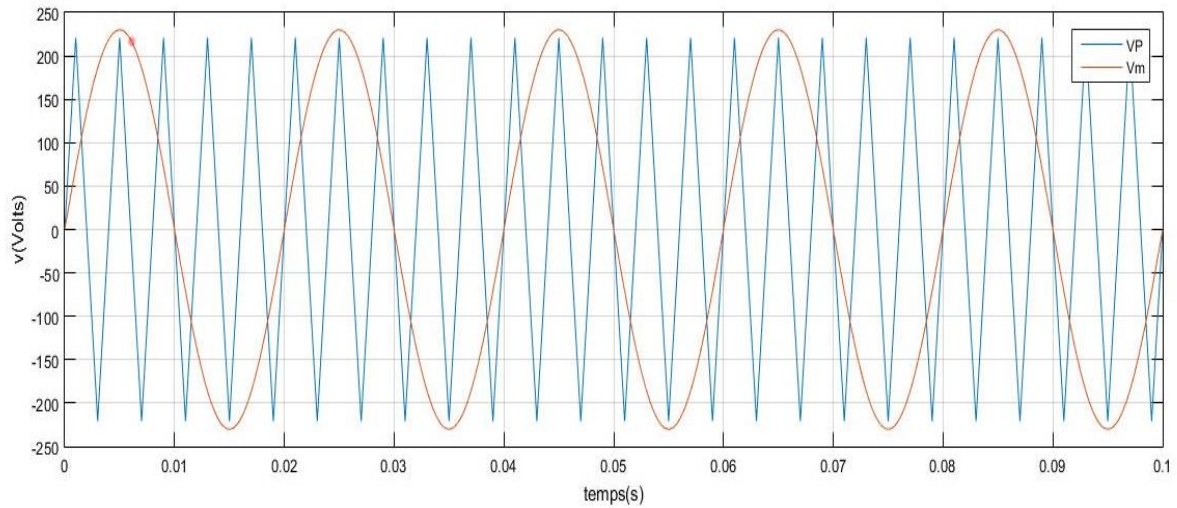


Figure II-7 Principe de la commande MLI

Avec $f_p = 250 \text{ Hz}$, $f = 50 \text{ Hz}$

II.3.3 Simulation de l'ensemble onduleur-machine

Dans cet essai, la machine est alimentée par un onduleur penta-phasé. Le démarrage s'effectuera à vide, puis à l'instant $t = 0.75 \text{ s}$ une charge de 20 N.m sera imposée pour voir le comportement de cette machine.

II.4 Résultat de la simulation

- Les courants statoriques

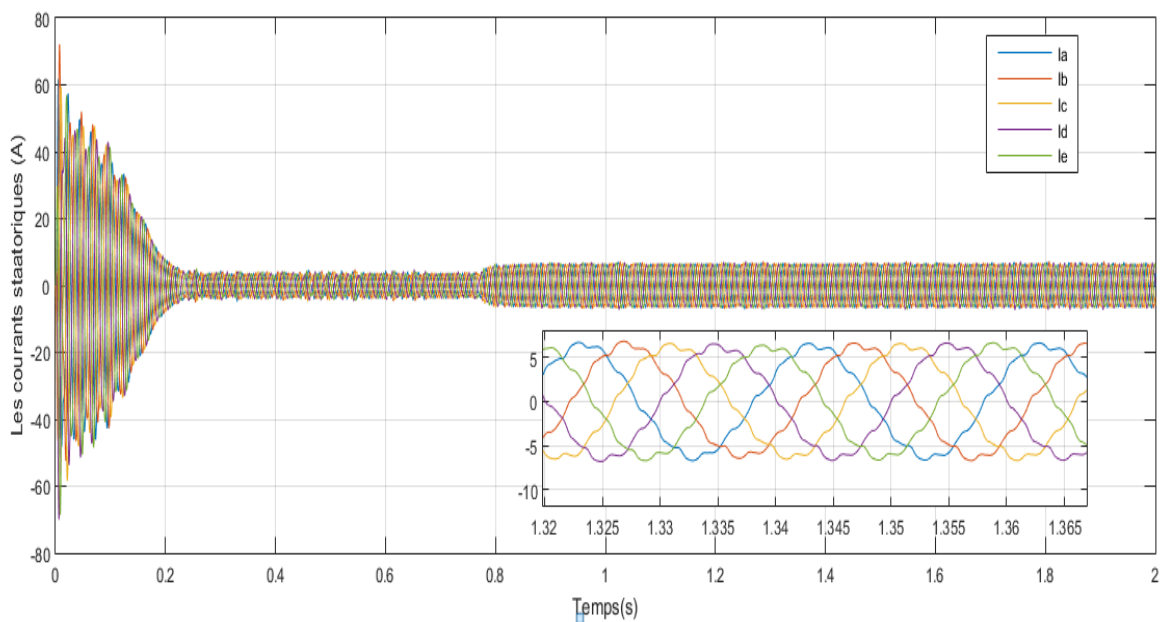
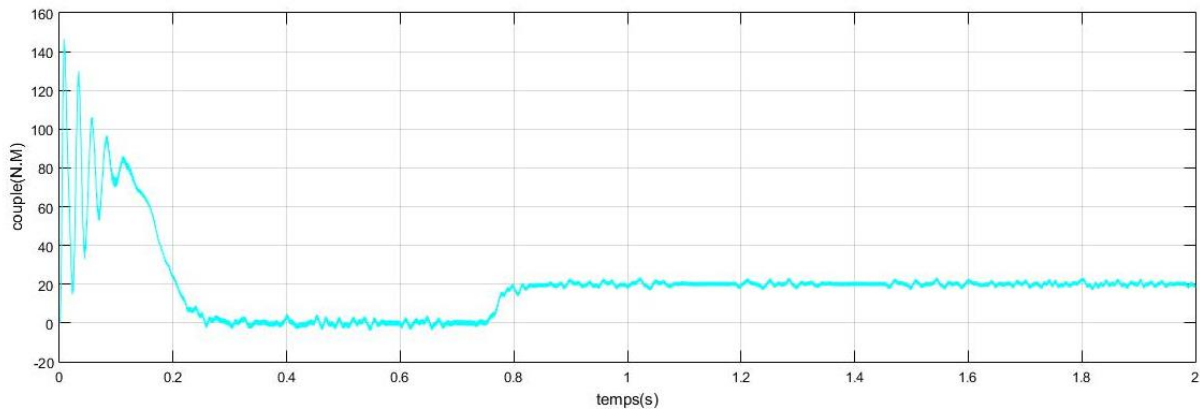
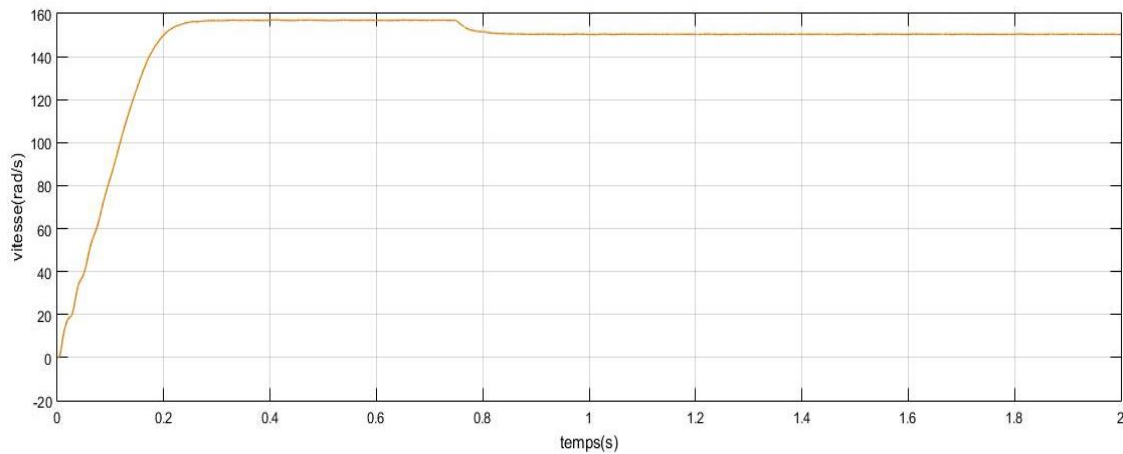


Figure II-8 Allure des courants statoriques**Figure II-9** Allure du couple électromagnétique**Figure II-10** Allure de la vitesse

II.5 Interprétation des résultats

La réponse de la vitesse ainsi que celle du couple pour une MASP alimentée par le réseau (source- redresseur) équilibrée est plus rapide par rapport à celle alimentée par un onduleur, cela est causé par la diminution de la valeur efficace de la tension qui alimente la machine.

La figure II-8 nous illustre l'allure des courants statoriques, tel qu'au régime transitoire un pic de courant s'établi dans le moteur puis il se stabilise en sinusoïde qui augmente de valeur à l'application du couple résistant, mais on remarque la présence d'ondulation qui est causé par le convertisseur statique.

La figure II-9 présente l'allure du couple électromagnétique, au début de la simulation on remarque plusieurs impulsions mais dès qu'il atteint son régime permanent il se stabilise à sa valeur nominale.

Les oscillations au niveau du couple et courants statoriques sont dues essentiellement au convertisseur statique, car la conversion continue alternative fait apparaître des harmoniques au niveau des tensions de sorties et des courants qui influent directement sur la forme du couple. On peut diminuer ces oscillations en augmentant la fréquence de commutation des interrupteurs, ce qui permet de minimiser le taux d'harmoniques.

On note que l'augmentation de la fréquence de commutation provoque l'augmentation des pertes joules (l'échauffement des composants de puissance).

La figure II-10 nous décrit l'allure de la vitesse de la machine, on remarque son augmentation jusqu'à application du couple de charge qui provoque une diminution cela est dû à l'absence de régulation de la vitesse (test en boucle ouverte).

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur de tension penta-phasé. Le modèle de la machine a été établi dans le cadre de la théorie de Park, en passant du système réel penta-phasé au système biphasé équivalent. Cela simplifie considérablement la résolution des équations de la machine asynchrone. Ensuite nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension commandé par la modulation de largeur d'impulsion (MLI). Les résultats obtenus montrent la validité du modèle, mettent en évidence les performances de la machine associée à la commande MLI.

Le chapitre suivant sera consacré pour la modélisation de la machine asynchrone en présence de défaut statorique (déconnexion de phases), et sa fonctionnalité en mode dégradé.

Chapitre III : Commande en mode dégradé de la machine asynchrone penta-phasée

III Commande en mode dégradé de la machine asynchrone penta-phasée

Introduction

Le mode dégradé de la machine asynchrone correspond à l'achèvement partiel de la tâche, soit à l'accomplissement de celle-ci avec des performances moindres, en d'autres termes, il y a eu une dégradation dans le système mais pas de défaillance [16].

Dans ce chapitre, nous allons traiter un seul dysfonctionnement. Ouverture de phase. Le point clé est essentiellement la perte d'un ou plusieurs bras du convertisseur statique. Dans ce cas, on supposera que la phase correspondante est isolée du convertisseur statique et donc non contrôlée. Le but en cas de panne est que le système puisse encore fournir un couple moyen suffisant avec des ondulations de couple « raisonnables » [2].

On commence par la modélisation de la machine asynchrone penta-phasée dans le repère α et β en mode dégradé, avec une, deux phases du stator ouvertes, en suite on va décrire une stratégie de commande directe du couple (DTC) en régime dégradé d'alimentation appliquée à la conduite de la MASP. La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatif d'une manière découplé.

Les tests et les résultats sont réalisés sur logiciel MATLAB/SIMULINK.

III.1. Modèle de la MASP avec une ou plusieurs phase(s) ouverte(s)

Les équations de base de la MASP dans des conditions de fonctionnement équilibrées sont données au chapitre 2. Dans ce chapitre là nous allons donner le modèle de la MASP jusqu'à deux phases ouvertes. Afin de simplifier l'étude, on prend le cas d'une phase s_a ouverte, l'autre cas sera construits à partir de formalisme élaboré.

Sous la transformation (α, β) , la MASP dans la base a b c d e de référence peut être transférée un modèle biphasé (α, β) comme montré sur la figure III.1

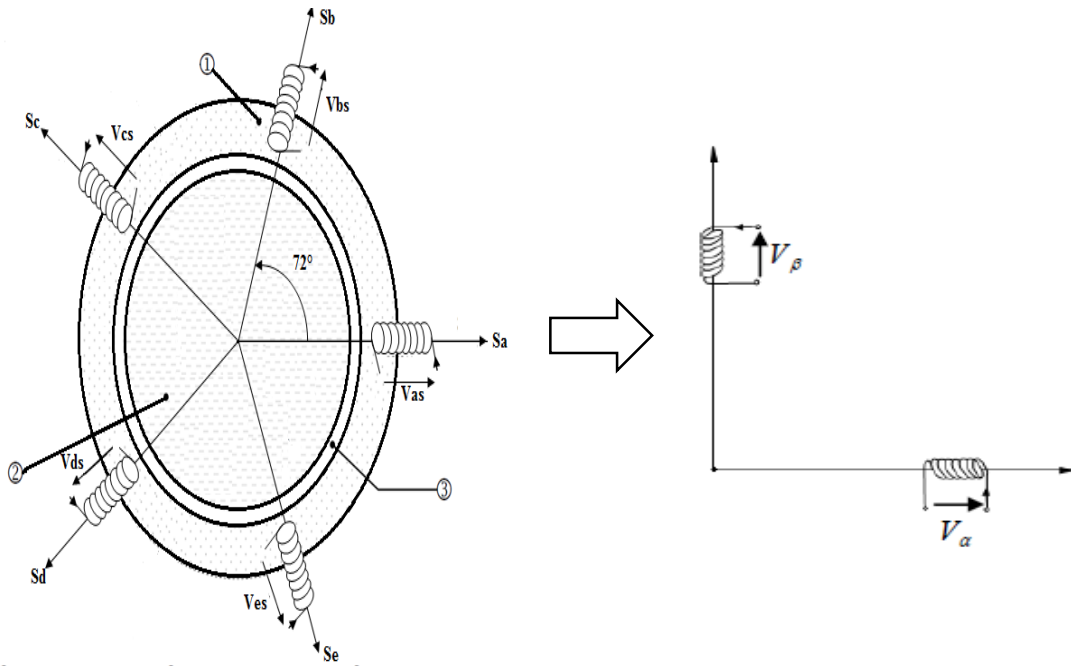


Figure III-1 Transformation équivalente de la MASP de base a b c d e à (α, β)

III.1.1 Equations électrique de la MASP

En tenant compte de la représentation des enroulements du stator et du rotor et des hypothèses simplificatrices citées dans le chapitre 2, les équations de la machine s'écrivent comme suit [11-12] :

$$[V] = [R][I] + \frac{d}{dt} [\varphi] \quad \text{(III.1)}$$

L'équation (III.1) peut se décomposer en deux :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [[L_{ss}][I_s] + [L_{sr}][I_r]] \quad \text{(III.2)}$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [[L_{rr}][I_r] + [L_{rs}][I_s]] \quad \text{(III.3)}$$

Où :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{sd} \\ V_{se} \end{bmatrix}, \quad [V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}, \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{sd} \\ I_{se} \end{bmatrix} \text{ et } [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{ss}] = L_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

$$[L_{rr}] = L_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} + L_{ms} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix}$$

$$[L_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{rs}] = [L_{sr}]^t$$

Avec :

- V_s, V_r sont respectivement les tensions de phases statoriques et rotoriques
- R_s et R_r sont respectivement les résistances des enroulements statorique et rotorique.
- L_{ss}, L_{rr}, L_{sr} et L_{rs} sont respectivement les inductances statorique, rotorique, mutuelles stator rotor, et mutuelle rotor stator.

III.1.2 Etude du régime dynamique

Pour faciliter l'étude en mode dégradé, il serait plus intéressant de disposer d'un modèle qui prenne en compte le fonctionnement en mode dégradé. Pour cela nous allons simplement

considérer le stator comme un enroulement penta-phasé, et nous cherchons à diagonaliser la matrice des inductances à l'aide d'une matrice de transformation.

III.1.3 Découplage du système, Matrice de transformation

La FMM d'entrefer créée par un enroulement statorique totale (due aux cinq phases statorique) s'écrit [2] :

$$FMM = \frac{N_s}{2} [I_{sa} \cos(\emptyset) + I_{sb} \cos\left(\emptyset - \frac{2\pi}{5}\right) + I_{sc} \cos\left(\emptyset - \frac{4\pi}{5}\right) + I_{sd} \cos\left(\emptyset + \frac{4\pi}{5}\right) + I_{se} \cos\left(\emptyset + \frac{2\pi}{5}\right)] \quad (\text{III.4})$$

Avec \emptyset désigne la position d'un point dans l'entrefer.

En développant les termes en $\cos(u)$, on obtient la forme suivante

$$FMM(\theta) = \frac{N_s}{2} (\cos(\theta) [I_{sa} \cos(0) + I_{sb} \cos\left(-\frac{2\pi}{5}\right) + I_{sc} \cos\left(-\frac{4\pi}{5}\right) + I_{sd} \cos\left(+\frac{4\pi}{5}\right) + I_{se} \cos\left(+\frac{2\pi}{5}\right)]) \quad (\text{III.5})$$

Que l'on puisse écrire comme suit :

$$FMM(\theta) = \frac{N_s}{2} (I_{s\alpha} \cos(\theta) + I_{s\beta} \sin(\theta)) \quad (\text{III.6})$$

Ainsi nous pouvons dire que la FMM produite par les cinq phases statoriques est équivalente à la FMM produite par deux enroulements en quadrature nommés S_α et S_β parcourus par les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$, ces courants sont définis par la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(0 - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(0 - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(0 + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(0 + \frac{2\pi}{5}\right) \\ -\sin(0) & -\sin\left(0 - \frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(0 - \frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(0 + \frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(0 + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{sd} \\ I_{se} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

On pose :

$$\begin{bmatrix} \alpha_0 \\ \beta_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(0) & \cos\left(0 - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(0 - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(0 + \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(0 + \frac{2\pi}{5}\right) \\ -\sin(0) & -\sin\left(0 - \frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(0 - \frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(0 + \frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(0 + \frac{2\pi}{5}\right) \end{bmatrix}$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = [T_c] \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{sd} \\ I_{se} \end{bmatrix} \quad avec \quad [T_c] = \begin{bmatrix} [\alpha_0] & / \|\alpha_0\| \\ [\beta_0] & / \|\beta_0\| \end{bmatrix} \quad \text{(III.8)}$$

Cette approche simple nous permet d'obtenir la première partie de transformation, Mais ce n'est pas suffisant. En effet, le système statorique est de dimension cinq, et d'un point de vue mathématique, il ne peut pas être réduit à un système de dimension deux. Nous devons donc trouver trois autres vecteurs pour former la nouvelle base orthogonale. Ils sont nommés ; $[z_1]$, $[z_2]$ et $[z_3]$ sont orthogonaux entre eux, et orthogonaux aux vecteurs selon S_α et S_β .

La matrice $[T_z]$ comportant les trois vecteurs $[z_1]$, $[z_2]$ et $[z_3]$ peut être facilement obtenue, en utilisant la fonction 'null' de la matrice $[T_c]$ dans MATLAB.

La matrice $[T_z]$ est donnée par la relation suivante :

$$[T_z] = null[T_c]^t \begin{bmatrix} [z_1] / \|z_1\| \\ [z_2] / \|z_2\| \\ [z_3] / \|z_3\| \end{bmatrix} \quad \text{(III.9)}$$

De (III.8) et (III.9) la matrice globale de transformation est donnée par :

$$[T_N] = \begin{bmatrix} [T_c] \\ [T_z] \end{bmatrix} \quad \text{(III.10)}$$

La matrice $[T_N]$ permet de donner les composantes de courants dans l'espace (α, β) et l'espace "z" alors :

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_z \end{bmatrix} = [T_N][I_s] \quad \text{(III.11)}$$

Avec $i_{s\alpha\beta}$ est employé pour contrôler la conversion d'énergie électromécanique tandis que i_{sz} devrait être placé à zéro pour réduire au maximum les pertes.

Lorsque la phase Sa des enroulements statoriques est ouverte les équations des tensions et courants deviennent :

$$\begin{cases} [V_s] = [V_{bs} \ V_{sc} \ V_{sd} \ V_{se}]^t \\ [I_s] = [I_{sb} \ I_{sc} \ I_{sd} \ I_{se}]^t \\ [V_r] = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^t \\ [I_r] = [I_{ar} \ I_{br} \ I_{cr}]^t \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Il convient à noter que s'il y a phases ouvertes, tous les composants correspondants dans $[\alpha_0]$ et $[\beta_0]$ doivent être éliminés (pour obtenir $[\alpha]$ et $[\beta]$), pour le cas de la phase S_a ouverte nous obtenons les relations suivantes :

$$[\alpha] = \left[\cos\left(0 - \frac{2\pi}{5}\right) \ \cos\left(0 - \frac{4\pi}{5}\right) \ \cos\left(0 + \frac{4\pi}{5}\right) \ \cos\left(0 + \frac{2\pi}{5}\right) \right]$$

$$[\beta] = \left[-\sin\left(0 - \frac{2\pi}{5}\right) \ -\sin\left(0 - \frac{4\pi}{5}\right) \ -\sin\left(0 + \frac{4\pi}{5}\right) \ -\sin\left(0 + \frac{2\pi}{5}\right) \right]$$

En appliquant les matrices de transformation $[T_5]$ et $[T_4]$ dans les équations III.2 et III.3 on obtient :

$$\begin{aligned} [V_s][T_4] &= [T_4][T_4][T_4]^{-1}[R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \left[[L_{ss}][T_4][T_4][T_4]^{-1}[I_s] + [L_{sr}][T_4][T_5][T_5]^{-1}[I_r] \right] \\ [V_r][T_5] &= [R_r][T_4][T_4][T_4]^{-1}[I_r] + \frac{d}{dt} \left[[L_{rr}][T_4][T_4][T_4]^{-1}[I_r] + [L_{rs}][T_4][T_5][T_5]^{-1}[I_s] \right] \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

III.1.4 Equations de la MASP dans le repère (α, β)

Du système (III.13), le modèle découplé de la machine asynchrone penta-phasée donne les équations des tensions stator et rotor [2] :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\alpha} + \omega_r \varphi_{r\beta} \\ 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \varphi_{r\beta} - \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

$\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}, \varphi_{r\alpha}$ et $\varphi_{r\beta}$ sont respectivement les flux statorique et rotorique dans l'espace (α, β)

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_{sd}I_{s\alpha} + M_d I_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = L_{sq}I_{s\beta} + M_q I_{r\beta} \\ \varphi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + M_d I_{s\alpha} \\ \varphi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + M_q I_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$\begin{cases} L_{sd} = L_{s1} + \|\alpha\|^2 L_{ms}, M_d = \|\alpha_0\| \|\alpha\| L_{ms} \\ L_{sq} = L_{s1} + \|\beta\|^2 L_{ms}, M_q = \|\beta_0\| \|\beta\| L_{ms} \\ L_r = L_{r1} + \|\alpha_0\|^2 L_m = L_{sd} = L_{r1} + \|\beta_0\|^2 L_m \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

$$\text{Avec } \|\alpha\|^2 = \left[\left(\cos\left(-\frac{2\pi}{5}\right) \right)^2 + \left(\cos\left(-\frac{4\pi}{5}\right) \right)^2 + \left(\cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \right)^2 + \left(\cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \right)^2 \right]$$

$$\|\alpha\| = \sqrt{\left[\left(\cos\left(-\frac{2\pi}{5}\right) \right)^2 + \left(\cos\left(-\frac{4\pi}{5}\right) \right)^2 + \left(\cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \right)^2 + \left(\cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) \right)^2 \right]}$$

La même choses est appliqué pour β

III.1.5 Equations de la MASP dans l'espace Z

Les équations des tensions statoriques de la MASP dans l'espace "Z" sont données par (III.18)

$$\begin{cases} V_{sz1} = R_s i_{sz1} + L_{1s} \frac{d}{dt} i_{sz1} \\ V_{sz2} = R_s i_{sz2} + L_{1s} \frac{d}{dt} i_{sz2} \\ V_{sz3} = R_s i_{sz3} + L_{1s} \frac{d}{dt} i_{sz3} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

III.1.6 Equation mécanique

Les équations du couple électromagnétique et du mouvement mécanique sont données par :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega(t) + K_f \Omega(t) \quad (\text{III.19})$$

$$C_{em} = \frac{p}{L_r} (M_q \varphi_{\alpha r} I_{\beta s} - M_d \varphi_{\beta r} I_{\alpha s})$$

III.2 Résultats de simulation et interprétations

III.2.1 Résultats de simulation

Pour confirmer l'analyse théorique faite dans les points précédents, nous avons alimenté notre machine avec une source purement sinusoïdale dont l'une ou plusieurs phases sont ouvertes.

On alimente la machine à vide, puis à $t = 0.75s$ on la charge avec un couple de $20 N.m$.

- ✓ Une phase Sa d'alimentation est déconnectée

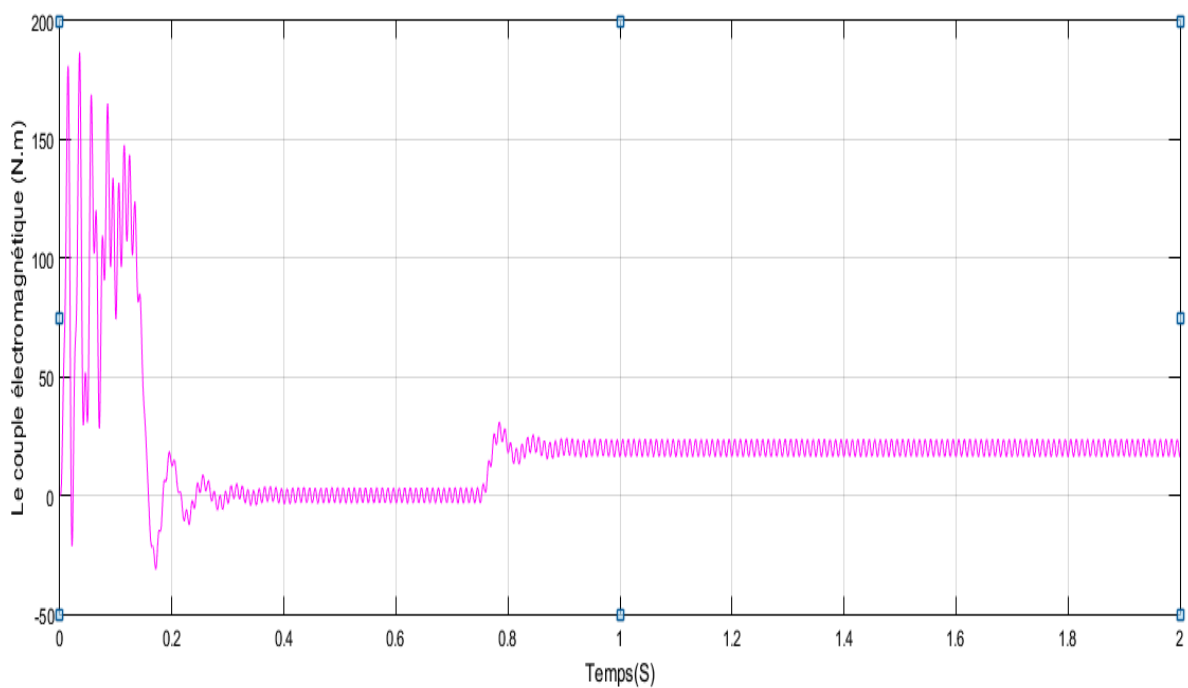


Figure III-2 Allure du couple électromagnétique avec Sa ouverte

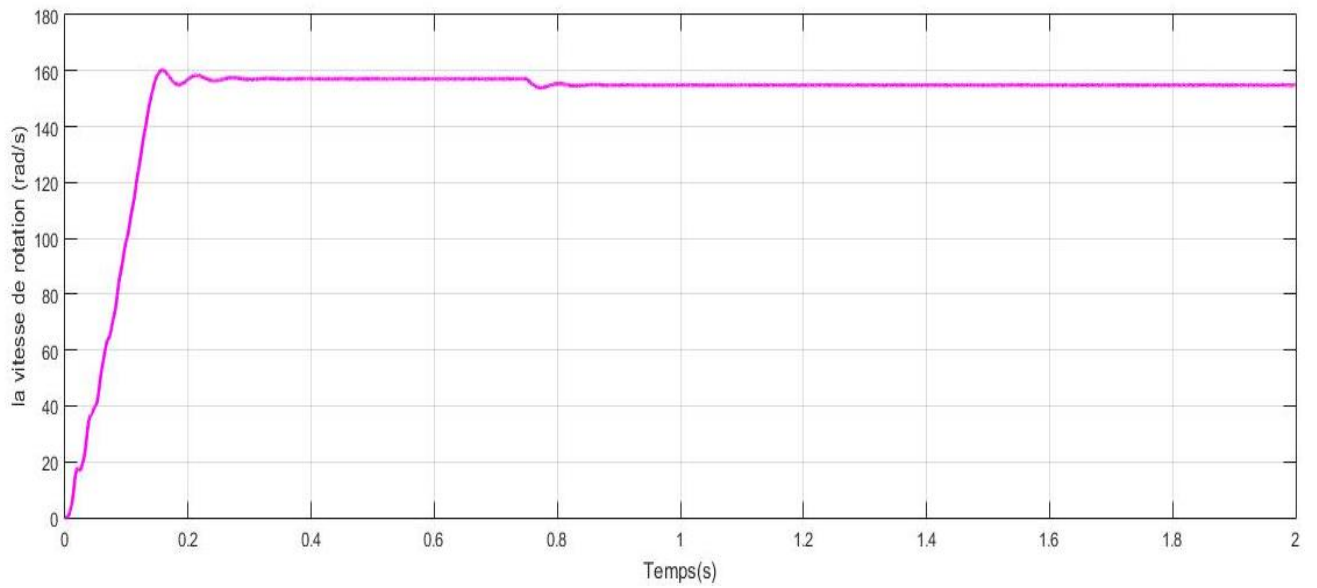


Figure III-3 Allure de la vitesse de rotation avec la phase Sa ouverte

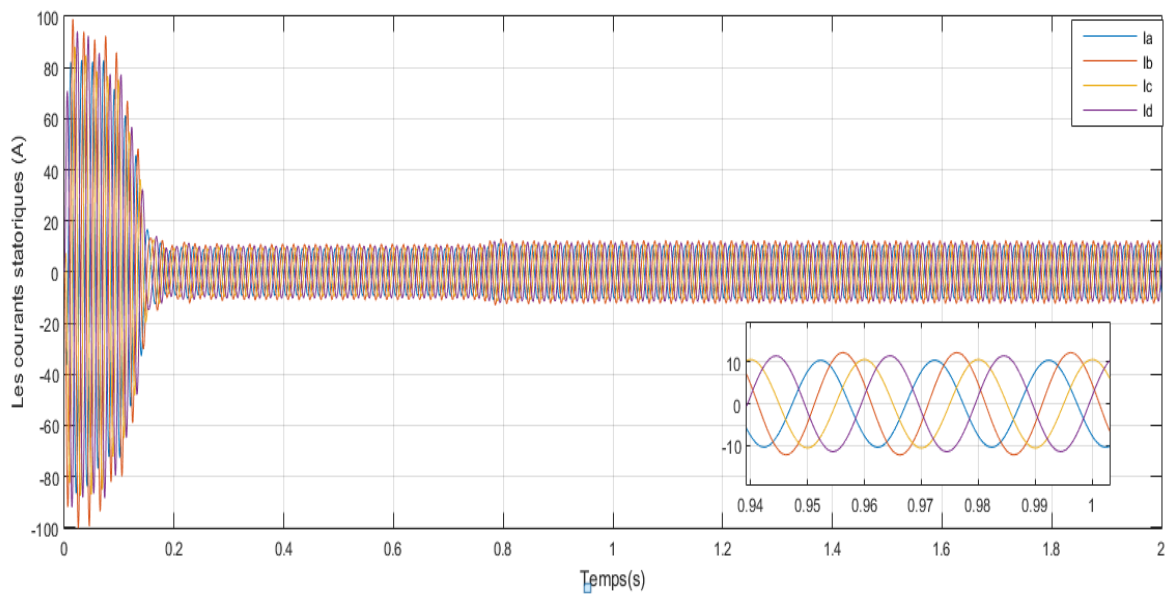


Figure III-4 Allure des courants statoriques

- ✓ Deux phases S_a , et S_b d'alimentation sont déconnectées

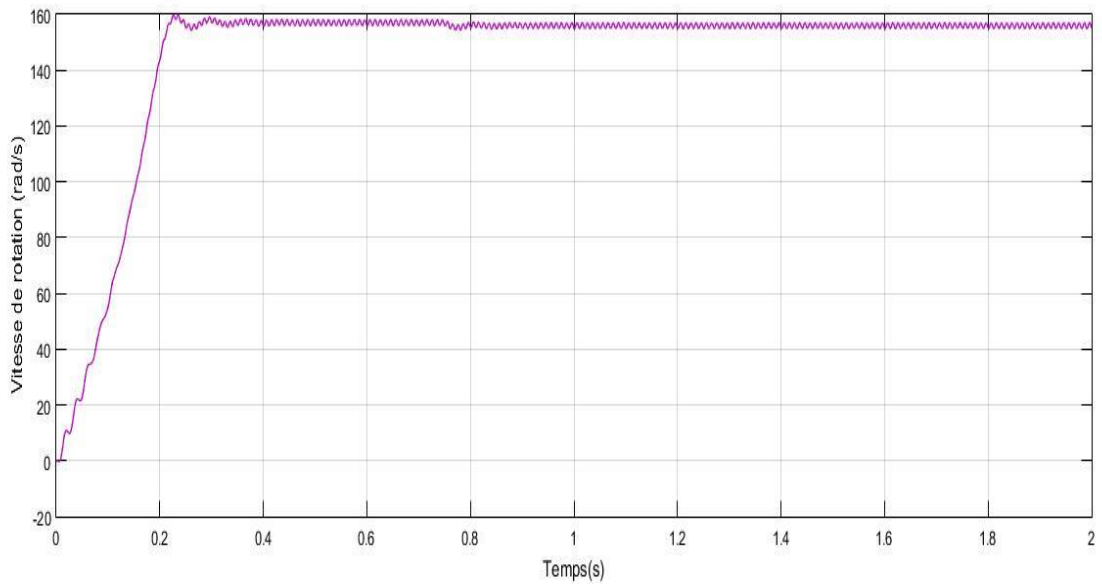


Figure III-5 Allure de la vitesse de rotation avec déconnexion de deux phases

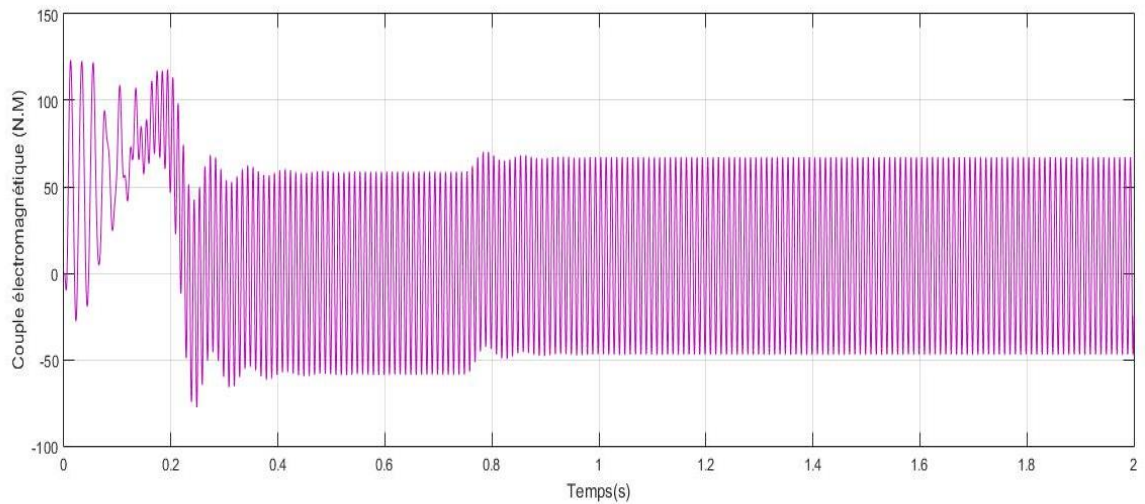


Figure III-6 Allure du couple électromagnétique avec déconnexion de deux phases

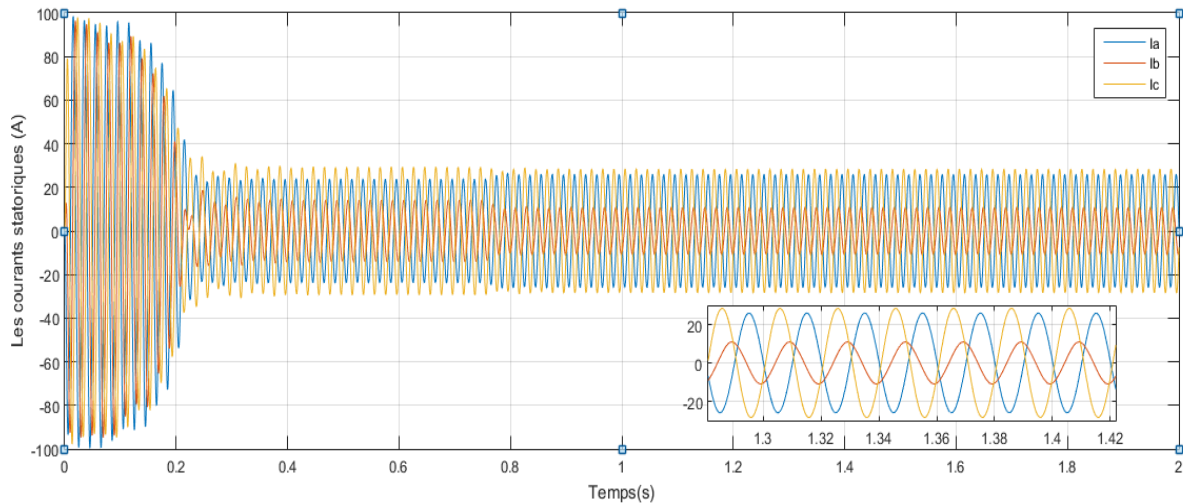


Figure III-7 Allure des courants statoriques avec déconnexion de deux phases

III.2.2 Interprétation des résultats

La figure III-2, illustre l’allure du couple électromagnétique de la MASP, on peut observer la présence des oscillations de couple qui peuvent affecter les performances de la machine., qui est le fruit de l’ouverture de la phase S_a .

La figure III-3, représente la vitesse de rotation de la MASP, dont on remarque que la durée de mise en vitesse est supérieure à celle du fonctionnement sain.

On constate que les courants statoriques sont sinusoïdaux, mais avec des amplitudes différentes (La figure III.4).

On remarque que la mise en vitesse augmente et atteint une durée de $t = 0.2s$, de plus on observe une perturbation (de légères oscillations) au niveau de celle-ci (figure III-5).

Le couple électromagnétique est fortement perturbé, les ondulations atteignent une valeur une valeur de $50 N.m$ (figure III-6).

La figure III-7 représente les courants statoriques, qui sont d’allure sinusoïdale avec des amplitudes différentes, et on remarque l’augmentation de leurs amplitudes qui est le fruit de la perturbation du couple électromagnétique.

On constate d’après ces résultats, que le fonctionnement de la machine asynchrone penta-phasée en régime dégradé (phase déconnectée) est possible, mais qui est très rare, et cela engendre des conséquences défectueuses pour l’entraînement voir jusqu’à sa destruction.

III.3 Commande directe du couple de la MASP en régime dégradé

La Commande DTC a été proposée par Takahashi au milieu des années 80. Comparée à la commande vectorielle, la commande DTC est moins sensible aux variations paramétriques de la machine et permet d'obtenir une dynamique précise et rapide du couple [18].

III.3.1 Principe de la DTC

Le principe est la régulation directe du couple de la machine par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique. Le flux magnétique du stator est estimé en intégrant la tension alimentant le stator. Le couple est estimé en considérant qu'il est le produit du vecteur du flux et du vecteur du courant. Le flux est ensuite comparé à sa consigne. Si le couple ou le flux sortent d'une plage de tolérance prédéfinies, les transistors du variateur de vitesse sont commutés vers l'état suivant de telle manière à revenir dans la plage aussi vite que possible. Il s'agit donc d'une commande par hystérésis. Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs [17].

III.3.2 Avantages de la DTC

Parmi les avantages de la Commande DTC on peut citer :

- Une excellente dynamique du couple,
- Une bonne robustesse vis-à-vis des variations des paramètres du rotor de la machine,
- Absence d'utilisation des transformations de Park et de son inverse,
- Absence des blocs de calculs de la modulation de tension MLI,
- Absence de découplage des courants par rapport aux tensions de commande,
- Absence de nécessité de connaître l'angle de position rotorique. Seul le secteur dans lequel se trouve le flux statorique est nécessaire,
- Absence de nécessité d'utiliser un capteur de vitesse pour l'implémenter [18].

III.3.3 Inconvénients de la DTC

- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des

bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques [18].

III.3.4 Contrôle du vecteur flux statorique

Dans le repère fixe (α, β) lié au stator, le flux statorique est estimé à partir de l'équation suivante [17] :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d}{dt} \varphi_s \quad (\text{III.20})$$

Soit encore :

$$\varphi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I) dt \quad (\text{III.21})$$

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$ correspondant à une période d'échantillonnage T_e les commandes $(S_a, S_b, S_c, S_d, S_e)$ sont fixes, ainsi on peut écrire :

$$\varphi_s(t) \approx \varphi_0(t_0) + V_s T_e \quad (\text{III.22})$$

Où

φ_0 : est le vecteur flux à instant $t=0$, et avec l'hypothèse que la résistance R_s reste constante. Pour simplifier notre étude, on considère les termes $R_s I$ comme négligeable par rapport à la tension V_s (ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée).

L'extrémité du vecteur flux statorique φ_s se déplace sur une droite par le vecteur de tension appliqué V_s .

La figure III-8 illustre ce principe.

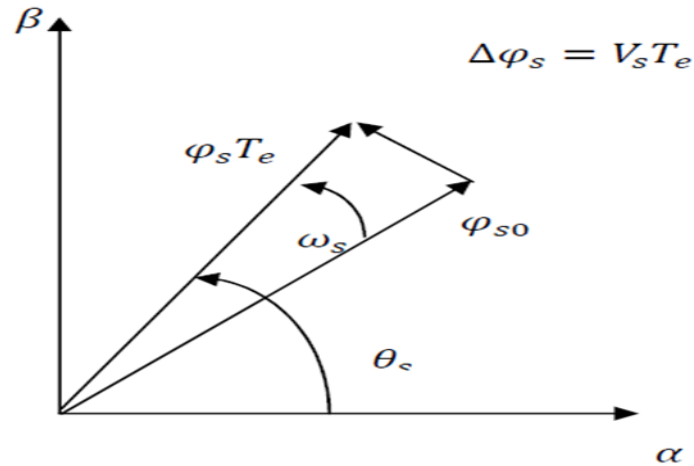


Figure III-8 Exemple sur l'évolution du flux φ_s

La composante du vecteur de tension (composante radiale) change l'amplitude du vecteur flux et la composante (composante tangentielle) change la position du vecteur flux [14].

III.3.5 Comparateur à hystérésis à deux niveaux

Le comparateur à hystérésis à deux niveaux nous permet d'évaluer l'erreur du flux statorique, où sa sortie (variable logique) indique le dépassement de la bande à hystérésis. $|\Delta\varphi|$ est le signe de l'erreur, nous permet de choisir le vecteur de tension qu'on doit appliquer pour agir correctement sur le flux [15].

La valeur de cfx est donnée par :

$$\begin{cases} cfx = 1 \text{ pour } \varepsilon_\varphi > |\Delta\varphi| \\ cfx = 0 \text{ pour } \varepsilon_\varphi < |\Delta\varphi| \end{cases} \quad \text{(III.23)}$$

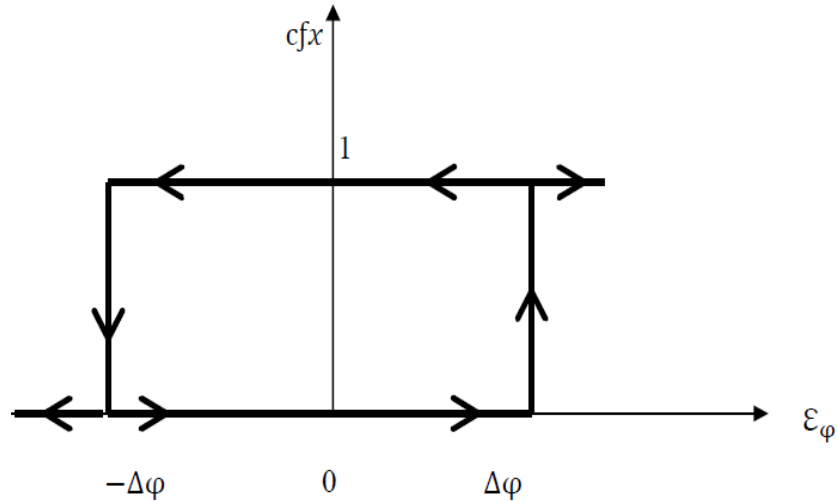


Figure III-9 Comparateur à hystérésis à deux niveaux

Avec :

$$\varepsilon_\varphi = [\varphi_{ref} - \varphi_s] \quad (III.24)$$

$\Delta\varphi$: Bande a hystérésis du flux

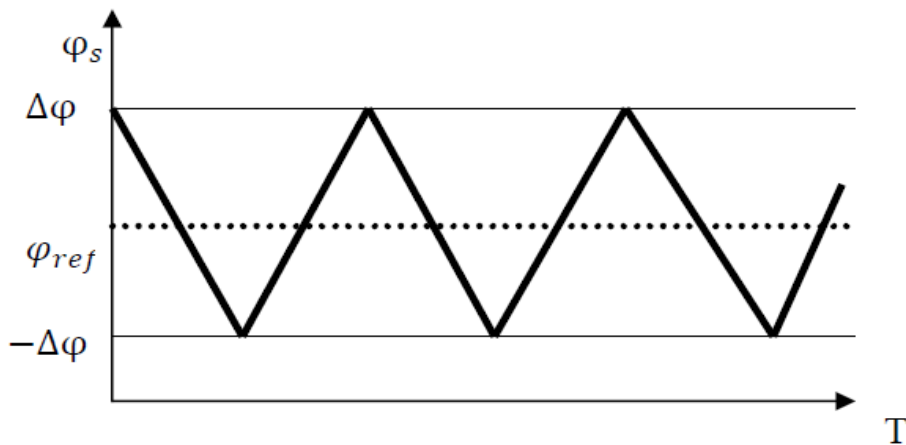


Figure III-10 Evolution du flux statorique dans l'hystérésis

III.3.6 Règle d'évolution du flux statorique

L'expression du flux statorique est obtenue par l'équation suivante :

$$\overline{\varphi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (III.25)$$

Les vecteurs du flux statorique (composantes) sur les axes α et β :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Les composantes du vecteur de tension sont obtenues à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur et les états des interrupteurs, on applique la transformé de Concordia nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \frac{2}{5} V_{DC} \left(S_a \cos(0) \quad S_b \cos\left(0 - \frac{2\pi}{5}\right) \quad S_c \cos\left(0 - \frac{4\pi}{5}\right) \quad S_d \cos\left(0 + \frac{4\pi}{5}\right) \quad S_e \cos\left(0 + \frac{2\pi}{5}\right) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{2}{5} V_{DC} \left(-S_a \sin(0) \quad -S_b \sin\left(0 - \frac{2\pi}{5}\right) \quad -S_c \sin\left(0 - \frac{4\pi}{5}\right) \quad -S_d \sin\left(0 + \frac{4\pi}{5}\right) \quad -S_e \sin\left(0 + \frac{2\pi}{5}\right) \right) \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.28})$$

La position du vecteur flux statorique s'écrit :

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}}\right) \quad (\text{III.29})$$

Ces équations représentent les étapes de calcule nécessaire à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique [15].

III.3.7 Contrôle du couple

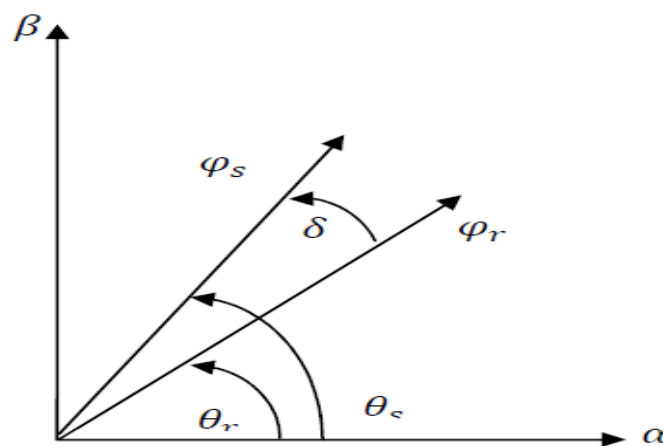


Figure III-11 Représentation des figures φ_s et φ_r

Le couple est exprimé par :

$$C_e = k'_t |\varphi_r| |\varphi_s| \sin \delta \quad (\text{III.30})$$

Avec :

$$k'_t = p \frac{5}{2} \frac{M}{L_s L_r \sigma} \quad \text{(III.31)}$$

Tel que :

φ_s : Module du vecteur flux statorique.

φ_r : Module de vecteur flux rotorique.

δ : Angle entre le vecteur flux statorique et rotorique.

A partir de l'équation du couple on peut affirmer que le couple dépend des amplitudes des deux vecteurs φ_s et φ_r tous aussi bien que de l'angle.

En sachant que, le flux rotorique est défini constant, et en admettant que l'amplitude du flux statorique est maintenue constante, on peut dire que la maîtrise de l'écart angulaire entre le flux statorique et le flux rotorique nous permettras de réguler le couple électromagnétique.

La composante tangentielle du vecteur de tension nous permet de faire varier l'écart angulaire d'où la conclusion, que cette même composante nous permet de faire varier le couple électromagnétique.

Cette régulation est rendue possible grâce à deux types de comparateurs à hystérésis, comparateur à deux niveaux, et comparateur à trois niveaux. Le premier présente l'avantage de la simplicité de contrôle, mais dans un seul sens de rotation de la machine, tandis que le deuxième permet le contrôle dans les deux sens [19].

III.3.8 Comparateur à hystérésis à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable logique $ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($ccpl = 1$ pour consigne positive et $ccpl = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($ccpl = 0$).

La fonction de sortie du correcteur du couple est définie de telle qu'il respecte la condition suivante :

$$|C_{eref} - C_e| < \varepsilon_c \quad \text{(III.32)}$$

Avec C_{eref} peut être négatif.

La sortie du comparateur à hystérésis à trois niveaux est donnée par :

$$\{ccpl = 1 \text{ pour } \varepsilon_c > \|\Delta C\| \quad ccpl = -0 \text{ pour } \varepsilon_c = \|\Delta C\| \quad ccpl = -1 \text{ pour } \varepsilon_c < \Delta C \quad \text{(III.33)}$$

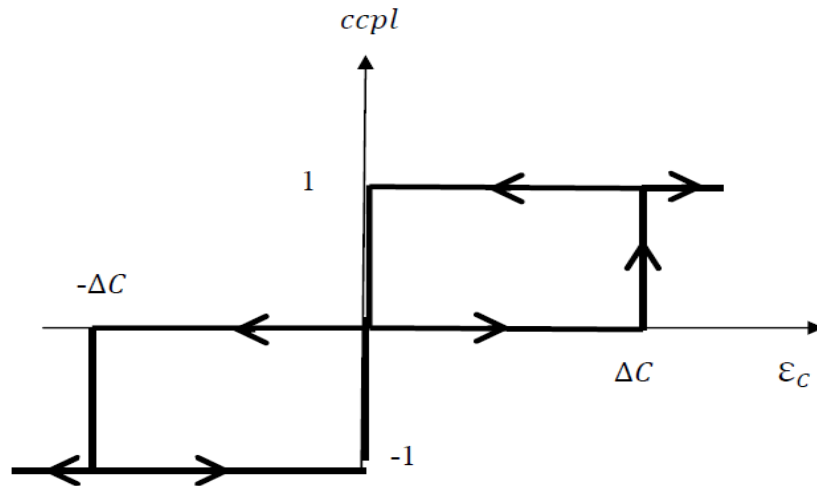


Figure III-12 Comparateur à hystérésis à trois niveaux

L'expression du couple dans le repère (α, β) s'écrit :

$$C_e = p(\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}) \tag{III.34}$$

Le couple est en fonction du flux, donc en fonction de la tension. Le couple variant en fonction de la composante tangentielle. L'amplitude du flux statorique varie en fonction de la composante radiale de vecteur de tension.

Pour garder le flux statorique et le couple électromagnétique constants, on peut appliquer l'un des deux vecteurs nuls, le choix de l'un, ou de l'autre se fait en fonction du nombre de commutation (on choisit le vecteur qui est le plus proche du dernier vecteur appliqué pour avoir le moins de commutation possible).

Le contrôle du couple et du flux statorique se font simultanément, ce qui nous amène à prendre en compte les exigences dynamiques des deux grandeurs en même temps [19].

III.3.9 Choix de vecteur de tension

L'onduleur de tension penta-phasée génère 32 vecteurs (2^5), sur ces 32 on prendra ceux avec une amplitude élevée.

Le choix de vecteur de tension V_s dépend de la position de $\bar{\varphi}_s$, de la variation souhaitée de son module, de son sens de rotation et de la variation de couple.

L'espace d'évolution $\bar{\varphi}_s$ d'est décomposé en dix zones k , avec $k = [1, 10]$, telles qu'elles sont représentées sur la figure (III.13).

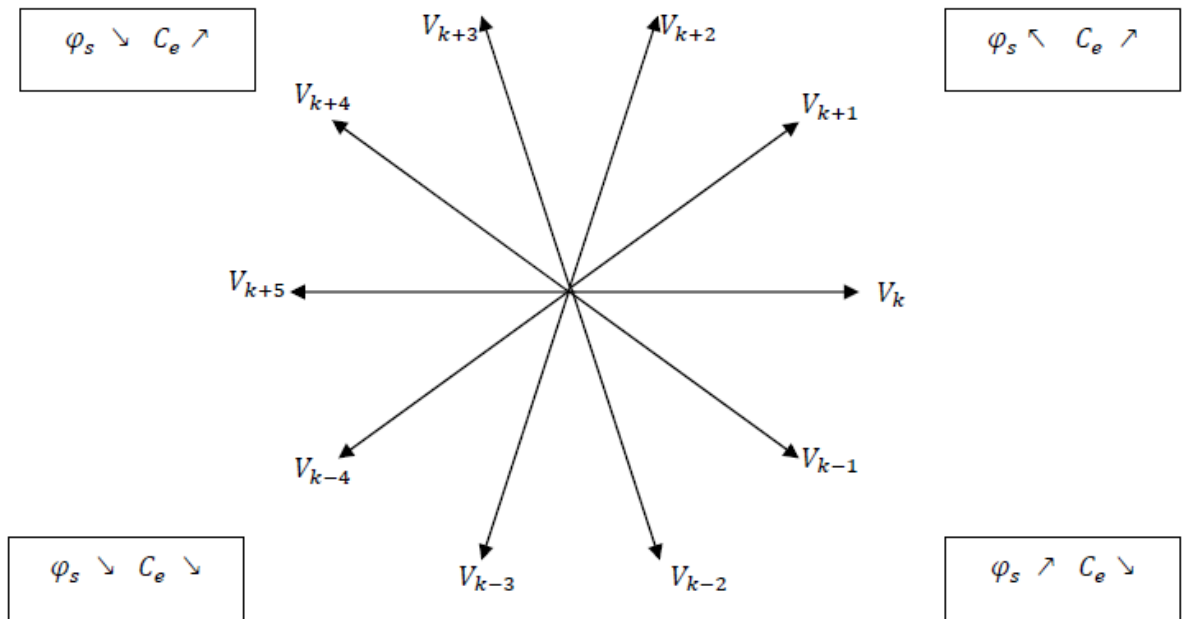


Figure III-13 Choix des vecteurs de tension

Lorsque le flux se trouve dans une zone k , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des onze vecteurs de tension :

- ✓ Si V_{k+1} est sélectionné alors φ_s croit C_e croit.
- ✓ Si V_{k+2} est sélectionné alors φ_s croit C_e croit.
- ✓ Si V_{k+3} est sélectionné alors φ_s décroît C_e croit.
- ✓ Si V_{k+4} est sélectionné alors φ_s décroît C_e croit.
- ✓ Si V_{k-1} est sélectionné alors φ_s décroît C_e décroît.
- ✓ Si V_{k-2} est sélectionné alors φ_s décroît C_e décroît.
- ✓ Si V_{k-3} est sélectionné alors φ_s croit C_e décroît.
- ✓ Si V_{k-4} est sélectionné alors φ_s croit C_e décroît.
- ✓ Si V_{11} et V_0 sont sélectionnés, alors la rotation du flux $\bar{\varphi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux $\bar{\varphi}_s$ reste inchangée [19].

III.3.10 Elaboration de la table de commutation de commande

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables $ccpl$ et cfx , et de la zone N_i de position de $\bar{\varphi}_s$. Elle se représente sous la forme suivante

N_i		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	Correcteur	
$cfx = 1$	$ccpl = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_1	2 niveaux	3 niveaux
	$ccpl = 0$	V_{11}	V_0	V_{11}	V_0	V_{11}	V_0	V_{11}	V_0	V_{11}	V_0		
	$ccpl = -1$	V_{10}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9		
$cfx = 0$	$ccpl = 1$	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_1	V_2	V_3	V_4	2 niveaux	3 niveaux
	$ccpl = 0$	V_0	V_{11}	V_0	V_{11}	V_0	V_{11}	V_0	V_{11}	V_0	V_{11}		
	$ccpl = -1$	V_9	V_{10}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8		

Tableau III-1 Table de commutation de la DTC

III.3.11 Structure générale du contrôle direct de couple (DTC)

Le schéma suivant représente la structure de la DTC penta-phasée

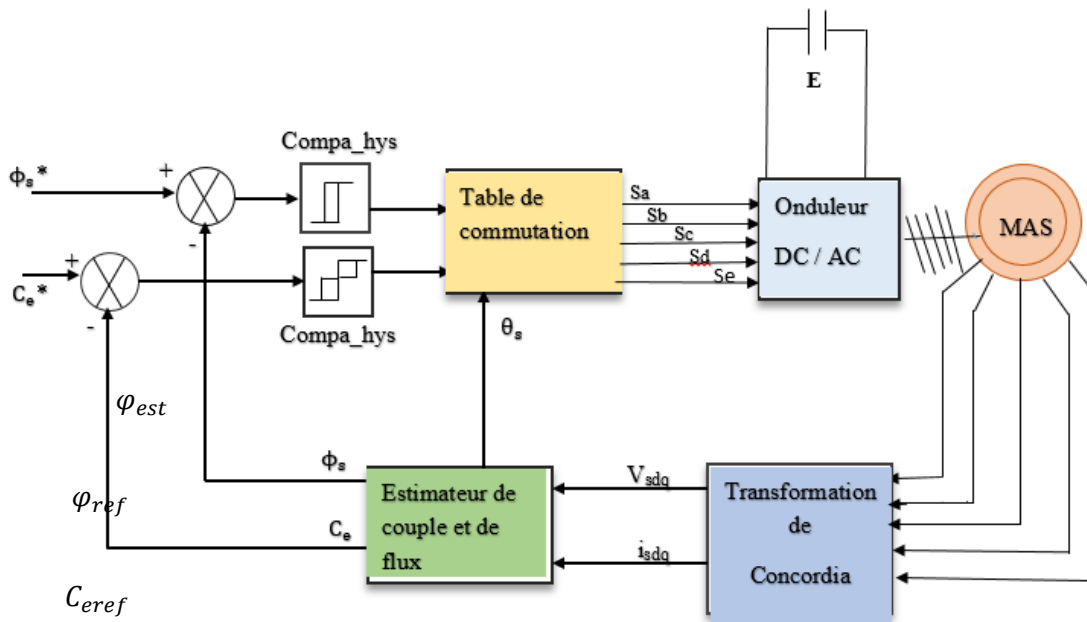


Figure III-14 Schéma fonctionnel de la DTC

III.4 Résultats de la simulation

La simulation numérique du comportement dynamique de la MASP commandée par le contrôle direct du couple et réalisée sous MATLAB/SIMULINK.

✓ Simulation en mode régime sain

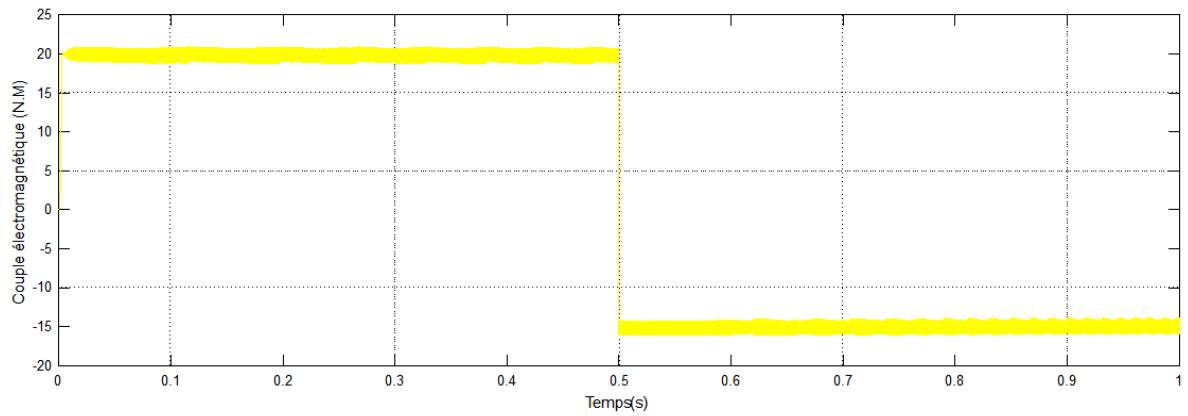


Figure III-15 Allure du couple électromagnétique

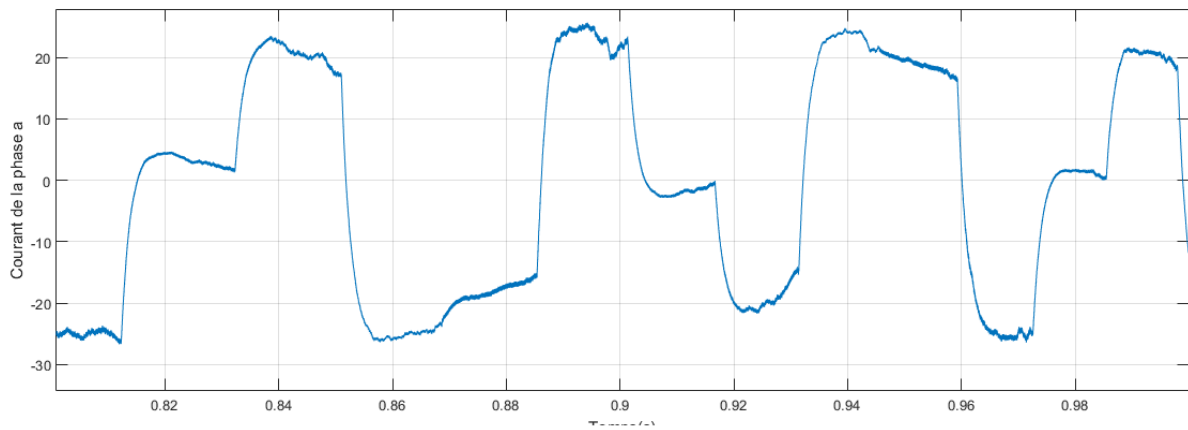


Figure III-16 Courant de la phase S_a

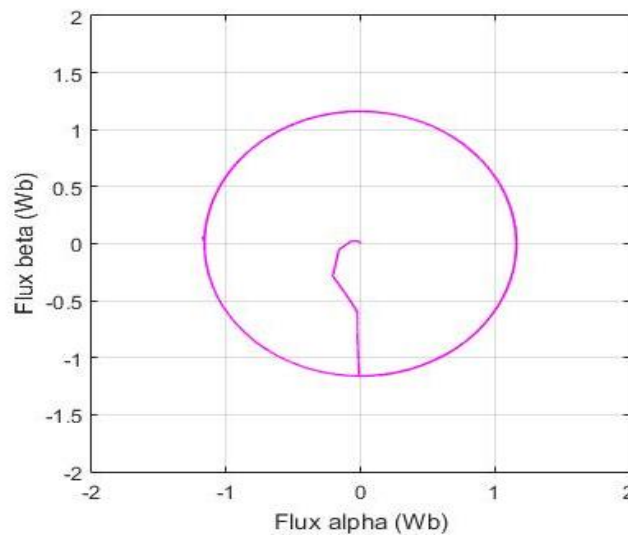


Figure III-17 Allure de trajectoire du flux statorique sur plan α et β

✓ Simulation avec la phase S_a ouverte

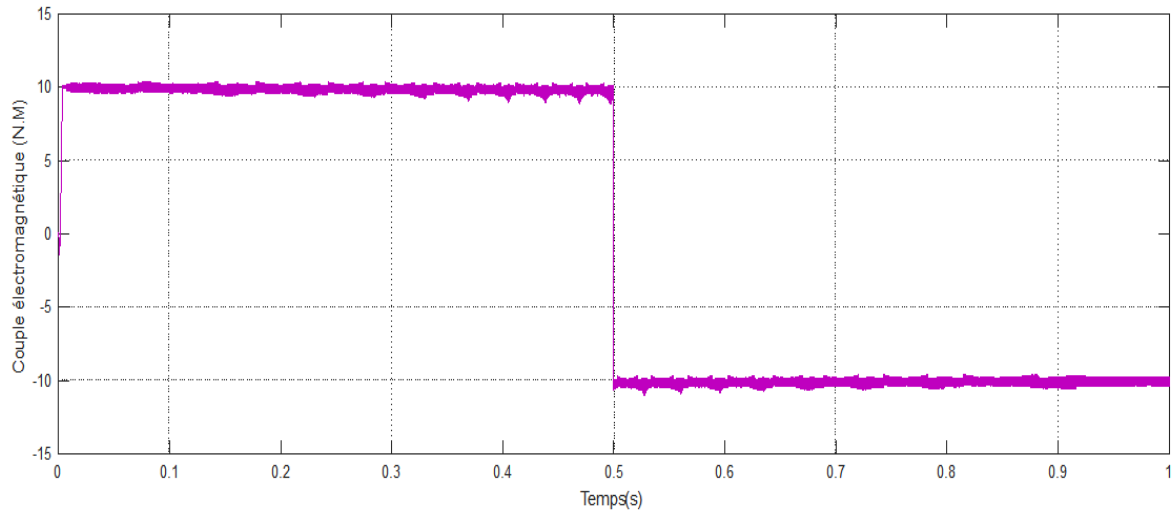


Figure III-18 Couple électromagnétique avec S_a ouverte

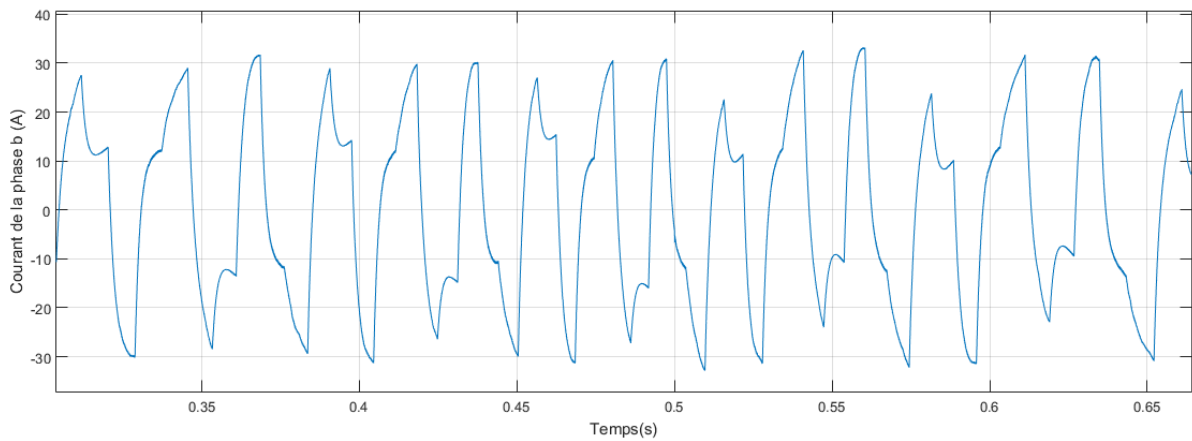


Figure III-19 Courant de la phase S_b avec ouverte S_a

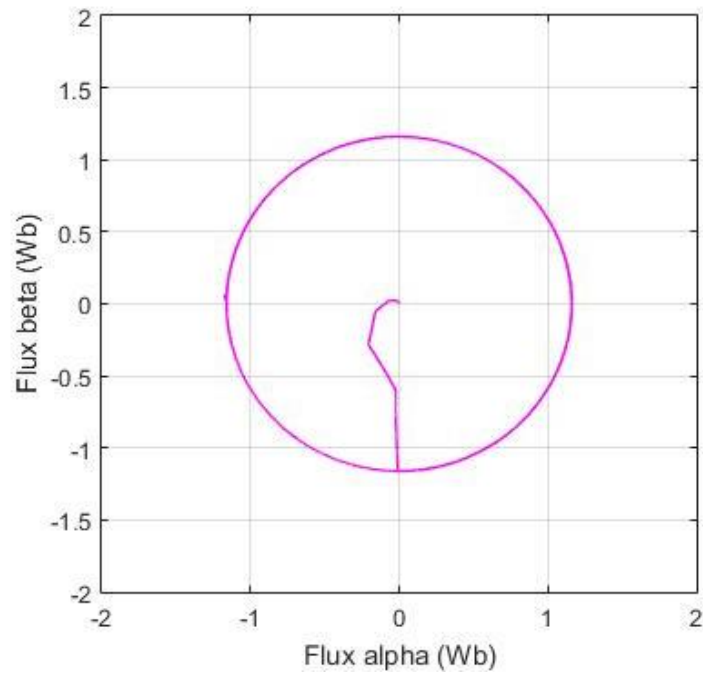


Figure III-20 Trajectoire du Flux avec S_a ouverte

✓ Simulation avec deux phases ouvertes

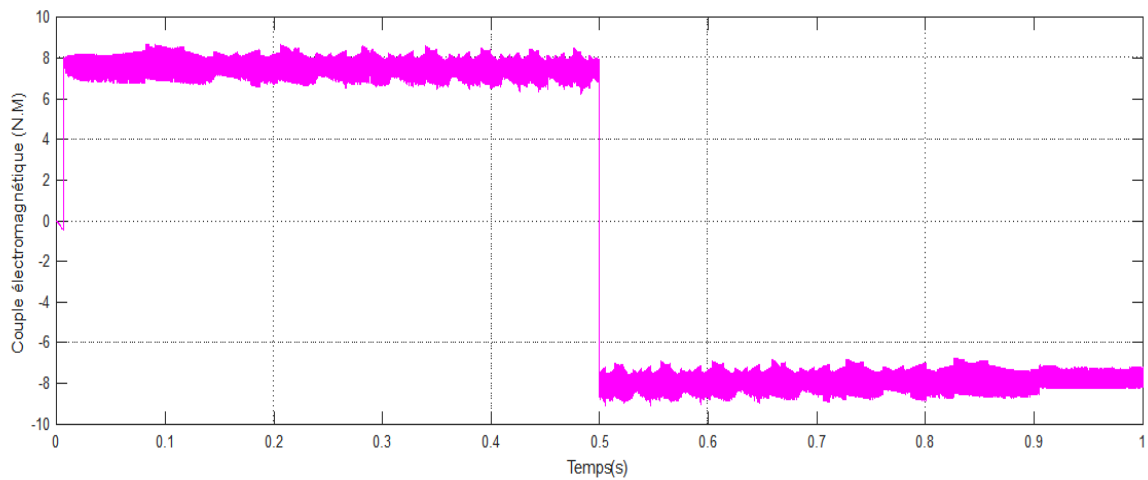


Figure III-21 Couple électromagnétique avec deux phases ouvertes

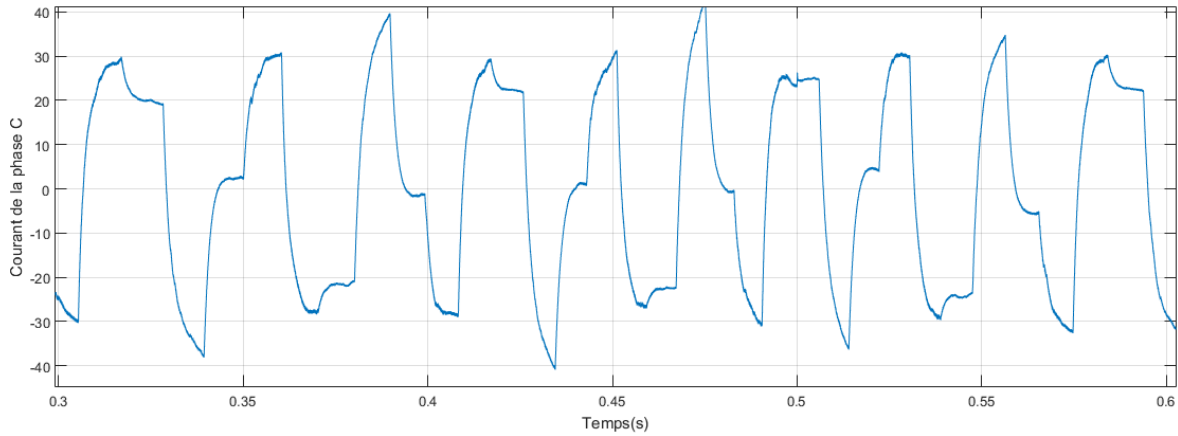


Figure III-22 Allure du courant de la phase S_c avec deux phases ouvertes

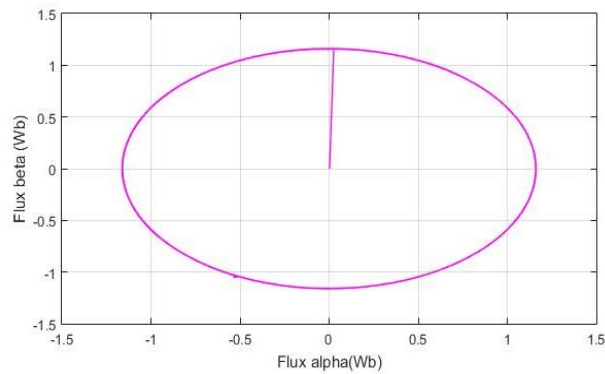


Figure III-23 Trajectoire du Flux avec deux phases ouvertes

III.5 Interprétation des résultats

✓ Régime sain

La figure III-15 représente le couple électromagnétique pour un échelon de 20 N.m et à l'instant de 0.5 s l'échelon de consigne égale à -15 N.m .

La figure III-16 représente l'allure du courant de la phase S_a , il n'est pas de forme sinusoïdale.

La figure III-17 représente le flux statorique dans le plan complexe (α, β) , qui démarre du point (0.0) et décrit une trajectoire circulaire, pour suivre un cercle de rayon presque 1.16 Wb fixé par sa consigne.

✓ Une seule phase ouverte

La figure III-18 représente l'allure du couple électromagnétique on remarque qu'il n'y a pas d'oscillation cela confirme que la commande fonctionne, mais sa valeur elle a diminué par rapport au régime sain.

La figure III-19 représente l'allure du courant de la phase S_b , il n'est pas de forme sinusoïdale cela revient que on a utilisé que 10 vecteurs sur les 32 cela est très normal.

La figure III-20 représente le flux statorique dans le plan complexe (α, β) , décrit une trajectoire circulaire, pour suivre un cercle de rayon presque 1.16 Wb fixé par sa consigne.

✓ Deux phases ouvertes

La figure III-21 représente l'allure du couple électromagnétique on remarque qu'il n'y a pas d'oscillation cela confirme que la commande fonctionne, mais sa valeur a diminué par rapport au régime sain et au dégradé avec une seule phase ouverte.

La figure III-22 représente l'allure du courant de la phase S_c , il n'est pas de forme sinusoïdale cela revient que on a utilisé que 10 vecteurs sur les 32 cela est très normal.

La figure III-23 représente le flux statorique dans le plan complexe (α, β) , décrit une trajectoire circulaire, pour suivre un cercle de rayon presque 1.16 Wb fixé par sa consigne.

Conclusion

Le principe du contrôle direct du couple (DTC) présenté dans ce chapitre, apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique.

Le résultat obtenu approuve que l'on puisse faire fonctionner une machine asynchrone penta-phasée en mode dégradé et de lui faire garder ses caractéristiques.

Cette stratégie de contrôle, assure un fonctionnement aussi satisfaisant que possible en réduisant considérablement les ondulations du couple.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Conclusion générale

Notre projet de fin d'études qui présente les détails d'un thème enrichissant, nous a permis de mettre en pratique les connaissances acquises durant nos études universitaires, d'acquérir des nouvelles connaissances et de combler les lacunes.

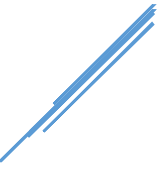
Notre thème s'est consacré à la commande d'une machine polyphasée en mode dégradé, ce dernier s'est appuyé sur une nouvelle stratégie de commande, garantissant la poursuite du fonctionnement dans les conditions les plus satisfaisantes possibles en mode sain d'alimentation et lors de la perte d'une ou plusieurs phases d'alimentation.

Nous avons présenté, dans un premier chapitre, une introduction qui a pour but l'initiation du lecteur aux différents types de machines polyphasées classées par rapport à leurs nombres de phases et nous avons présenté des exemples pour chaque type. Nous avons, ensuite, montré les domaines d'application de ces dites machines et présenté leurs avantages notamment la segmentation de puissance, la fiabilité et la minimisation des ondulations du couple. D'autre part, nous avons présenté les inconvénients que posent ces machines.

Dans le second chapitre, nous avons modélisé la MASP à travers un modèle mathématique. Cela nous a permis d'établir un modèle de Park qui réduit le système d'état électrique de la machine de cinq à deux équations. Puis nous avons associé un onduleur pentaphasé à notre machine, ou les résultats obtenus montrent la validité du modèle, mettent en évidence les performances de la machine associée MLI.

La principale partie de notre mémoire réside dans le troisième chapitre dont nous avons procédé à la commande en mode dégradé d'alimentation de la MASP. Celle-ci est basée sur le modèle dissymétrique de la machine dû aux pertes d'une ou plusieurs phases. Puisque la machine est différente, une nouvelle modélisation est nécessaire. De plus, un nouveau repère devait être choisi pour que les références puissent y avoir des valeurs constantes. La commande adaptée est la DTC en régime dégradé avec ouverture d'une ou plusieurs phases d'alimentation, qui permet d'assurer un bon fonctionnement en réduisant les ondulations du couple sans modification des courants.

D'après les résultats obtenus de la simulation, on constate que cette stratégie de commande est fonctionnelle, et qu'il est possible de poursuivre le fonctionnement de la machine dans le cas de déconnexion d'une ou plusieurs phases.



Nous souhaitons, que nous ayons pu vous transmettre toutes les informations de notre travail à travers ce mémoire qui nous souhaitons être, un outil d'aide aux personnes intéressés par ce domaine.



Bibliographie

Bibliographie

- [1] : R.Bousseksou, « Modélisation analytique des machines Asynchrone application au diagnostic » Mémoire de Magister, Université de Constantine, 2007.
- [2] : A.Azib, « Etude et Commande des Machines Polyphasées Alimentées par Convertisseurs Matriciels en Mode Normal et Dégradé », Thèse de doctorat de l'université Abderrahmane Mira, Bejaia ; soutenue 20/11/2016.
- [3] : J.F. Doyon « Etude et simulation des groupes convertisseurs-machines synchrones à six phases » Thèse de Magister , École De Technologie Supérieure, Université Du QUÉBEC, septembre 2011.
- [4] : M. Bernard, « Historique des machines électromagnétiques et plus particulières des machines à réluctance variable » Revue 3^E. In°3. Pp. 3–8, Juin 1995.
- [5] : « Moteurs à induction polyphasés Tesla Chapitre 13 – Moteurs AC » sur <https://www.allaboutcircuits.com/textbook/alternating-current/chpt-13/tesla-polyphase-induction-motors/> consulter le 16/08/2020 à 15 :04.
- [6]: E.A. Klingshirn, « High phase order induction motors- Part I- Description a tehorycal consideration and Part 2 – Experimental results », IEEE Transaction on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, No 1, 1983.
- [7]: H.A.Tolyat, T.A. Lipo, W. Coleman, « Analysis of a concentrated winding induction machine for adjustable speed drive application. Part 1 (motor design a performance) », IEEE Trans.Energ. Conv., Vol 6, No. 4, pp. 684-692, 1991.
- [8] : E.Merbet, << Commande Floue Adaptative d'une machine Asynchrone double Etoile >>,Mémoire de Magister, l'Université de Batna 2008.
- [9]: D. Hadiouche, H. Razik, A. Rezzoug, «Modelling of a double-star induction motor with an arbitrary shift angle between its three phase windings », EPE-PEMC2000, Kosice.
- [10] : H. AMIMEUR, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement », mémoire d'ingénieur, Université de BATNA 2008.
- [11]: H.A. Tolyat, S.P. Waiker, et T.A. lipo « analysis and simulation the five-phase synchronous reluctance machines including third harmonic of an gap ». MMF .IEEE transaction on industry application April 1998.
- [12] : F. Locment « Conception et modélisation d'une machine synchrone à 7 phases à aimants permanents et flux axial : commande vectorielle en modes normal et dégradé » Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Lille. Déc. 2006..

Bibliographie

- [14]: I. TAKAHACHI and T. NOGUCHIA "new quick response and high efficiency control strategy of induction motor" IEE Trans.ind electron, sept/oct.1986.
- [15] : Y.DALI, « contrôle de fréquence de commutation des hystérésis utiles dans les commandes d'une machine à induction » mémoire de magister, BATNA 2007.
- [16] : Zemouri, M. R., « Contribution à la surveillance des systèmes de production à l'aide des réseaux de neurones dynamiques : Application à la e-maintenance. », thèse de doctorat, l'Université de Franche-Comté, 2003.
- [17] : Soufien Gdaim, « Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes ». Intelligence artificielle [cs.AI]. Ecole Nationale d'Ingénieurs de Monastir. Tunisia, 2013. Français. tel-01456394v2.
- [18] : I. El Hassan, « modélisation des moteurs a volume1 », modélisation commande vectoriel et commande DTC sans la direction de Carlos cannedase de Wil médiathèque L.E. Genboles 05-10-200.
- [19] : R.ABDELI «différentes stratégies du contrôle direct du couple d'une machine asynchrone », mémoire fin d'étude, Bejaia, 2004.

Annexe

Paramètre de la machine asynchrone penta-phasée

La machine utilisée en simulation est une machine asynchrone penta-phasée dont les paramètres :

Grandeur nominale

$I_n=3.6/6.2$ A Courant efficace nominal

$P_n=3$ KW puissance nominale

$V_n=380$ V Tension efficace nominale

$N_n=1461$ tr/min Vitesse de rotation nominale

$f_n=50$ Hz Fréquence nominale de travail

$C_{emn}= 20$ Nm Couple électromagnétique nominal

$\varphi_n=1.16$ Wb Flux nominal

$\cos\varphi =0.83$ Facteur de puissance

Paramètres électriques Ω MASP	
R_s : résistance statorique Ω	2.47
R_r : résistance rotorique Ω	1.8
L_s : inductance statorique [H]	0.23
L_r : inductance rotorique [H]	0.23
M : mutuelle inductance [H]	0.226
f : coefficient de frottement visqueux [Kg.m ² /s]	0.0006
J : inertie mécanique [Kg.m ²]	0.05

