

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTRY OF HIGHER EDUCATION
AND SCIENTIFIC RESEARCH
HIGHER SCHOOL IN APPLIED SCIENCES
--T L E M C E N--



المدرسة العليا في العلوم التطبيقية
École Supérieure en
Sciences Appliquées

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
المدرسة العليا في العلوم التطبيقية
-تلمسان-

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme d'Ingénieur

Filière : Electrotechnique
Spécialité : Energie et environnement

Présenté par : DELLYS Abdelhak et BAHADJ Mustapha

Thème

**Etude et modélisation d'une machine
asynchrone à 5 phases**

Soutenu publiquement, le 06/07/2020, devant le jury composé de :

M Lotfi MERAD	Professeur	ESSA. Tlemcen	Président
M Fouad BOUKLI HACENE	Maitre de conférences A	ESSA. Tlemcen	Directeur de mémoire
M Ahmed TAHOUR	Professeur	ESSA. Tlemcen	Co- Directeur de mémoire
M Abdelfettah KERBOUA	Maitre de conférences B	ESSA. Tlemcen	Examineur 1
M Abdelkarim CHEMIDI	Maitre de conférences B	ESSA. Tlemcen	Examineur 2

Année universitaire : 2019 /2020

Remerciements :

Nous tenons tout d'abord à remercier le bon dieu pour nous avoir donné le courage, la patience et la bonne santé pour que nous puissions terminer ce travail.

*Nous exprimons notre profonde gratitude à notre cher directeur de mémoire **Dr Fouad BOUKLI HACENE** qui a bien voulu nous encadrer dans ce travail et qui nous a aidé à le réaliser à travers ses précieuses informations et ses encouragements.*

*Nos remerciements vont aussi à notre Co-directeur de mémoire **Dr Ahmed TAHOUR**. pour ses précieux conseils ainsi que ses encouragements.*

*Nous tenons aussi à exprimer nos sincères remerciements **Pr Lotfi MERAD, Dr Abdelfettah KERBOUA et Dr Abdelkarim CHEMIDI** pour l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant d'examiner notre travail.*

Nous remercions toutes personnes ayant contribué de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire.

Dédicace :

Je dédie ce modeste travail à :

Mes chers parents avec toute ma reconnaissance,

Mon frère et mes sœurs,

Toute ma famille,

Mes camarades en filière Electrotechnique,

Et à tous mes amis.

Abdelhak.

Je dédie ce mémoire :

A mes parents,

A mes frères et sœurs,

A toute ma famille,

Et à tous mes amis.

Mustapha.

Sommaire :

Remerciements :	I
Dédicace :	II
Sommaire :	V
Symboles et abréviations :	VI
Liste des figures :	VIII
Introduction générale :	1
Chapitre I: Généralités sur les machines asynchrones polyphasées	
I.1.Introduction :	2
I.2.Histoire des machines électriques :	2
I.3.Types de machines asynchrones polyphasées :	3
I.3.1. Les machines asynchrones polyphasées de type I :	3
I.3.1.1. Les machines asynchrones triphasées :	3
I.3.1.2. Les machines asynchrones hexaphasées :	3
I.3.1.3. Les machines asynchrones tétraphasées :	4
I.3.1.4. Les machines asynchrones à quinze phases :	4
I.3.2.Machines asynchrones polyphasées de type II :	5
I.3.2.1. La machine asynchrone pentaphasée :	5
I.3.2.2. La machine asynchrone heptaphasée :	6
I.4.Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone :	6
I.5. Avantages et inconvénients des machines asynchrones polyphasées :	7
I.5.1. Avantages des machines polyphasées :	7
I.5.1.1. La segmentation de puissance :	7
I.5.1.2. La fiabilité :	7
I.5.1.3. Minimisation des ondulations du couple électromagnétique et des pertes rotoriques:	8
I.5.2. Inconvénients des machines polyphasées :	8
I.6.Conclusion :	9
Chapitre II :Modélisation d'une machine asynchrone à 5 phases	
II.1. Introduction	10
II.2. Description de la MASP :	10
II.3. Hypothèses :	10
II.4. Représentation vectorielle :	11
II.5 Diagonalisation des endomorphismes L_{ss} , L_{rr} , M_{sr} et M_{rs} :	13
II.5.1. Diagonalisation de l'endomorphisme L_{ss} :	13
II.5.1.1. Représentation dans l'espace Hermitien :	13
II.5.1.1.1. Calcul des valeurs propres de la matrice L_{ss} dans l'espace Hermitien :	13
II.5.1.1.2. Matrice de changement de base pour l'endomorphisme L_{ss} :	14
II.5.1.2. Représentation dans l'espace Euclidien:	15
II.5.1.2.1. Calcul des valeurs propres de la matrice L_{ss} dans l'espace Euclidien:	15
II.5.1.2.2 Matrice de passage dans l'espace Euclidien :	16
II.5.2. Diagonalisation de l'endomorphisme L_{rr} :	17
II.5.2.1. Représentation dans l'espace Hermitien:	19
II.5.2.2. Représentation dans l'espace Euclidien:	20
II.5.3. Diagonalisation de l'endomorphisme M_{sr} :	22
II.5.3.1. Représentation dans l'espace Hermitien:	22

II.5.3.2. Représentation dans l'espace Euclidien :	24
II.5.4. Diagonalisation de l'endomorphisme M_{rs} :	24
II.6. Modélisation de la MASP dans la base naturelle :	25
II.6.1. Equations électriques :	25
II.6.2. Puissance de la machine :	25
II.6.3. Equations magnétiques :	25
II.6.4. Equations mécaniques :	26
II.7. Modélisation de la MASP dans la base de découplage :	27
II.7.1. Matrice de changement de base :	27
II.7.2. Transformation de PARK :	28
II.7.3. Equations électriques dans le repère diphasé :	30
II.7.4. Equations magnétiques dans le repère diphasé :	31
II.7.5. Equations mécaniques dans le domaine diphasé :	32
II.8. Conclusion :	33
Chapitre III :Simulation d'une machine asynchrone à 5 phases	
III.1. Introduction :	34
III.2. Alimentation de la MASP par un réseau pentaphasé :	34
III.2.1. Schémas d'une MASP alimenté par un réseau pentaphasé :	34
III.2.2. Résultats de la simulation :	35
III.2.3. Interpretation des résultats :	35
III.3. Alimentation de la MASP par un onduleur pentaphasé :	36
III.3.1. Modélisation générale de l'alimentation de la MASP :	36
III.3.1.1. Réseau triphasé :	36
III.3.1.2. Redresseur triphasé :	37
III.3.1.3. Filtre R.L.C :	38
III.3.1.4. Onduleur pentaphasé :	38
III.3.1.4.1. Hypothèses :	39
III.3.1.4.2. Fonction d'état des interrupteurs :	39
III.3.1.4.3. Tensions simples de l'onduleur :	39
III.3.1.5. Commande de l'onduleur pentaphasée :	40
III.3.1.5.1. Commande MLI sinus-triangle :	40
III.3.1.5.2. Algorithme de la commande MLI sinus-triangle :	41
III.3.1.6. Schéma de l'alimentation de la MASP par un onduleur à MLI sinus- triangle :	42
III.3.2. Résultats de la simulation :	43
III.3.3. Interpretation des résultats :	44
III.4. Conclusion :	45
Conclusion générale :	47
Annexe :	48
Bibliographie :	49
Résumé :	51
Abstract:	52
ملخص	53

Symboles et abréviations :

MASP :	Machine asynchrone pentaphasée.
MLI :	Modulation de la Largeur d'Impulsion.
J :	Moment d'inertie.
F :	Coefficient de frottement.
Ω_s :	La vitesse du champ tournant (vitesse de synchronisme).
Ω_r :	La vitesse de rotation.
f :	Fréquence de l'alimentation.
p :	Nombre de paires de pôles.
g :	glissement.
n :	Nombre de phases de la machine.
s, r :	Indice relatif au stator et rotor respectivement.
a, b, c, d, e :	Indices des phases statoriques et rotoriques .
d, q :	Indices des axes, direct et en quadrature respectivement.
\vec{V} :	Vecteur tension.
$\vec{\Phi}$:	Vecteur flux.
\vec{I} :	Vecteur courant.
P :	Puissance instantanée transitant dans la machine.
C_{em} :	Couple électromagnétique.
C_r :	Couple résistant.
E :	Espace Vectoriel.
B :	Base naturelle.
B^d :	Base propre.
$[L_{ss}]$:	Matrice inductance statorique.
$[L_{rr}]$:	Matrice inductance rotorique.
$[M_{sr}]$:	Matrice mutuelle statorique/rotorique.
$[R_s]$:	Matrice résistance statorique.
$[R_r]$:	Matrice résistance rotorique.
[T] :	Matrice de Concordia.
[P] :	Matrice de Park.
\vec{e} :	Vecteur propre.
λ :	Valeur propre.

L :	Inductance propre.
L_p :	Inductance principale.
L_f :	Inductance de fuite.
L_m :	Inductance mutuelle.
θ :	La position angulaire du rotor par rapport au stator.
ω_s :	Pulsation électrique statorique.
ω_r :	Pulsation électrique rotorique.
f_p :	Fréquence de la porteuse.
m :	L'indice de modulation.
r :	Le taux de modulation.

Liste des figures :

- Figure I.1:** schéma d'une machine asynchrone triphasée.
- Figure I.2:** Schéma d'une machine asynchrone à double étoile.
- Figure.I.3:** Schéma d'une machine asynchrone tétraphasée.
- Figure.I.4:** Schéma d'une machine asynchrone à quinze phases.
- Figure.I.5:** Schéma d'une machine asynchrone pentaphasée.
- Figure.I.6:** Schéma d'une machine asynchrone heptaphasée.
- Figure.I.7:** Comparaison du couple électromagnétique entre les machines à 3, 5 et 7 phases.
- Figure.II.1:** Représentation schématique d'une machine asynchrone polyphasées.
- Figure.II.2:** Représentation du décalage angulaire entre les deux armatures de la machine.
- Figure.II.3:** Projection des axes dans le repère (α, β) .
- Figure.II.4:** Repères d'une machine asynchrone.
- Figure.III.1:**Alimentation d'une MASP par un réseau pentaphasé.
- FigureIII.2:** Résultats de la simulation de la MASP à vide.
- FigureIII.3:** Résultats de la simulation de la MASP suivie d'une application d'un couple résistant ($C_r=11\text{N.m}$) à l'instant $t=1\text{s}$.
- FigureIII.4:** Représentation du redresseur triphasé non commandé.
- Figure.III.5:** Représentation de la tension de sortie du redresseur triphasé.
- Figure.III.6:** Représentation du filtre R.L.C passe-bas.
- Figure.III.7:** Schéma structurel de l'onduleur pentaphasé.
- Figure.III.8 :** Stratégie de la commande MLI sinus-triangle.
- Figure.III.9 :** Alimentation de la MASP par un onduleur à MLI sinus-triangle.
- Figure III.10 :** Résultats de l'alimentation de la MASP par un onduleur à commande MLI sinus-triangle à vide.
- Figure III.11 :** Résultats de l'alimentation de la MASP par un onduleur à commande MLI sinus-triangle à vide et suivie d'une application d'un couple de charge de 11N.

Introduction générale :

Actuellement, la machines asynchrone occupe une place importante dans le domaine industriel en raison de la simplicité de sa fabrication, sa robustesse, son faible coût par rapport à d'autres machines électriques et aussi grâce aux bonnes performances qu'elle nous permet d'obtenir à vitesse variable. Certains problèmes de fonctionnement apparaissent dans des gammes de puissances élevées au niveau du convertisseur ; l'onduleur ; pour les systèmes triphasés. En effet ; le fonctionnement à forte puissance impose aux interrupteurs de l'onduleur de supporter des courants importants lors de la commutation. Ainsi ; une augmentation de la tension peut régler ce problème ; par contre le système subit un effet de vieillissement des isolants.

Pour éviter ces deux problèmes ; on propose dans notre mémoire comme solution des machines asynchrones polyphasées dont le nombre de phases est supérieur à trois. En effet ce type de machines nous permet une segmentation de puissance avec la réduction des courants de phases sans varier les tensions d'alimentation. La fiabilité de ces systèmes offre un mode dégradé dans le cas d'un dysfonctionnement d'un ou plusieurs bras du convertisseur. Par contre le problème des machines triphasées réside la perte de contrôle lors du dysfonctionnement de l'un des bras de l'onduleur Pour toutes ces raisons ; l'augmentation du nombre de phases permet ainsi une réduction de l'amplitude et l'augmentation de la fréquence des ondulations du couple électromagnétique qui sont dû aux harmoniques générées par l'onduleur.

Ce manuscrit est subdivisé en trois chapitres. Le premier présente des généralités et notions fondamentales sur les machines asynchrones polyphasées ; notamment ; les types, et leur principe de fonctionnement ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients. Le second chapitre consiste à faire une modélisation de la machine asynchrone pentaphasée (MASP) via un formalisme vectorielle afin de diagonaliser les matrices inductances et d'éliminer les contraintes de couplage entre les différentes grandeurs de cette machine. Un modèle simplifié de la MASP est obtenu afin d'observer le comportement de ce système. Le dernier chapitre est consacré aux résultats de la simulation de la MASP sous le logiciel MATLAB (Simulink).

A la fin de ce mémoire nous terminerons par une conclusion générale.

Chapitre I

**Généralités sur les machines
asynchrones polyphasées.**

I.1.Introduction :

Aujourd'hui l'utilisation des machines asynchrones dans le milieu industriel est devenue indispensable et ce grâce aux multiples avantages que présentent ces machines par rapport à d'autres types à savoir la simplicité de leurs fabrications, leurs robustesses, elles sont moins coûteuses et moins exigeantes en termes de maintenance.

La production de certaines industries nécessite l'utilisation des machines électriques dont la puissance dépasse celle des machines monophasées ou même triphasées. Donc pour avoir plus de puissance ces industries doivent se tourner vers des machines polyphasées dont le nombre de phases est supérieur ou égale à trois.

Dans ce premier chapitre nous allons exposer des machines asynchrones polyphasées à savoir leurs histoires, leurs principes de fonctionnement, les types de machines asynchrones polyphasées ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients.

I.2.Histoire des machines électriques :

L'évolution chronologique des machines électriques suit le développement technique comme suit.

- En 1821 Michael Faraday invente le premier moteur électromagnétique et Peter Barlow lui adjoint une roue dentée [1] ; [2].
- Dix ans après Faraday énonce les principes de l'induction électromagnétique. En parallèle Friedrich Lenz et Joseph Henry ont effectué des travaux qui contribuaient à la découverte du phénomène [1], [2].
- En 1832 Ampère a réalisé une génératrice à courant continu en collaboration avec le constructeur français Hyppolyte Paxi [1], [2].
- En 1842 Davidson utilise l'un des premiers moteurs à réluctance variable [1], [2].
- Six ans après apparaissaient les moteurs de Fremont dont le couple atteignait 500 N.m [1], [2].
- En 1865 Antonio Pacinotti construit un prototype très amélioré de la machine à induction à courant continu avec un collecteur radial [1], [2].
- En 1888 Nicolas Tesla inventa le premier moteur à courant alternatif [1], [2]
- L'année suivante Mikhaïl Dolivo-Dobrovolski inventait la première machine asynchrone triphasée [1], [2].

- Depuis 1920, l'invention des machines à deux enroulements triphasés qui a permis d'augmenter la puissance des machines synchrones [1], [2].

I.3.Types de machines asynchrones polyphasées :

Selon leur nombre de phases on distingue deux types de machines polyphasées :

- Les machines dont le nombre de phases est multiple de trois qu'on appellera Type I.
- Les machines dont le nombre de phases est non multiple de trois qu'on appellera Type II.

Il est possible d'obtenir plusieurs configurations pour une machine polyphasée suivant le décalage angulaire entre deux bobinages adjacents. Pour cela on introduit le terme du nombre de phases équivalent qui est défini comme suit ; [1] :

$$nph_{\alpha} = \frac{\pi}{\alpha} \quad (\text{I.1})$$

I.3.1. Les machines asynchrones polyphasées de type I :

Ce type de machine est appelé multi-étoile car le nombre de phases statoriques est un multiple de trois. Ainsi ; la machine est représentée comme un groupement de plusieurs enroulements triphasés. A cet effet on peut classer plusieurs types de machines asynchrones de type I comme suit :

I.3.1.1. Les machines asynchrones triphasées :

Ces machines sont fiables, simples à construire et ayants une facilité pour la maintenance. A cet effet ; elles sont généralement les plus utilisées dans le milieu industriel. La partie statorique de ces machines comporte un bobinage tandis que la partie rotorique peut être soit bobinée ou à cage d'écureuil. La figure I.1 présente le schéma d'une machine asynchrone triphasée ; [3].

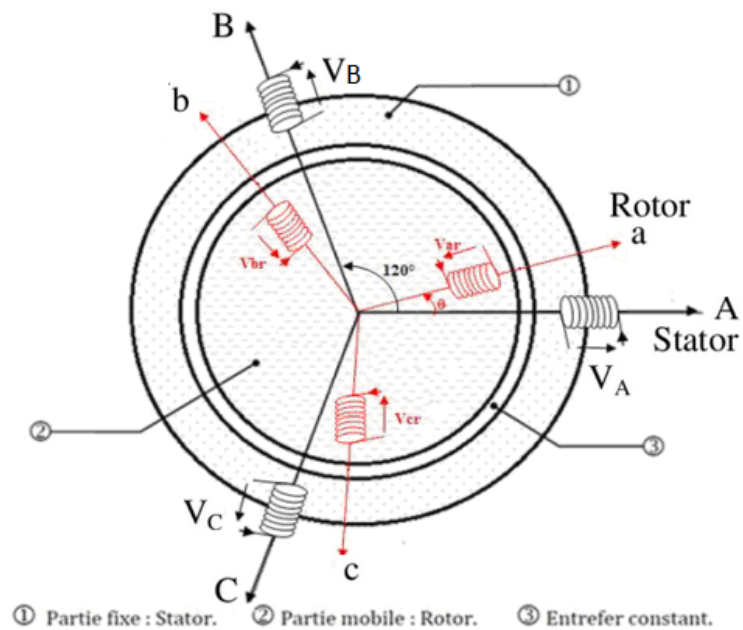


Figure I.1 : Schéma d'une machine asynchrone triphasée [3].

I.3.1.2. Les machines asynchrones hexaphasées :

Ce dispositif est appelé aussi des machines asynchrones à doubles étoiles (MASDE). La partie statorique de ces machines est constituée de deux enroulements triphasés identiques, ces deux étoiles sont décalées entre elle d'un angle de 30° . La partie rotorique de ces machines reste la même que celles des machines triphasées. La figure I.2 présente le schéma d'une machine asynchrone à doubles étoiles ; [3].

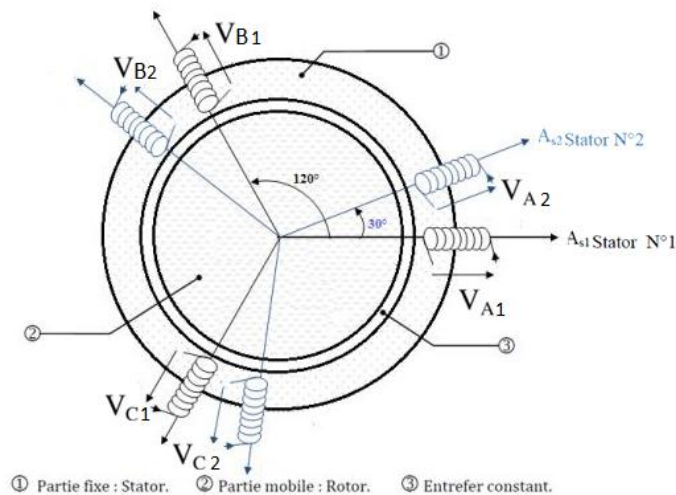


Figure I.2 : Schéma d'une machine asynchrone à double étoile [3].

I.3.1.3. Les machines asynchrones tétraphasées :

Ces machines possèdent trois groupes d'enroulement triphasés dont le décalage entre deux bobinages adjacents est de 20° ; [3]. La figure I.3 présente le schéma d'une machine asynchrone tétraphasée.

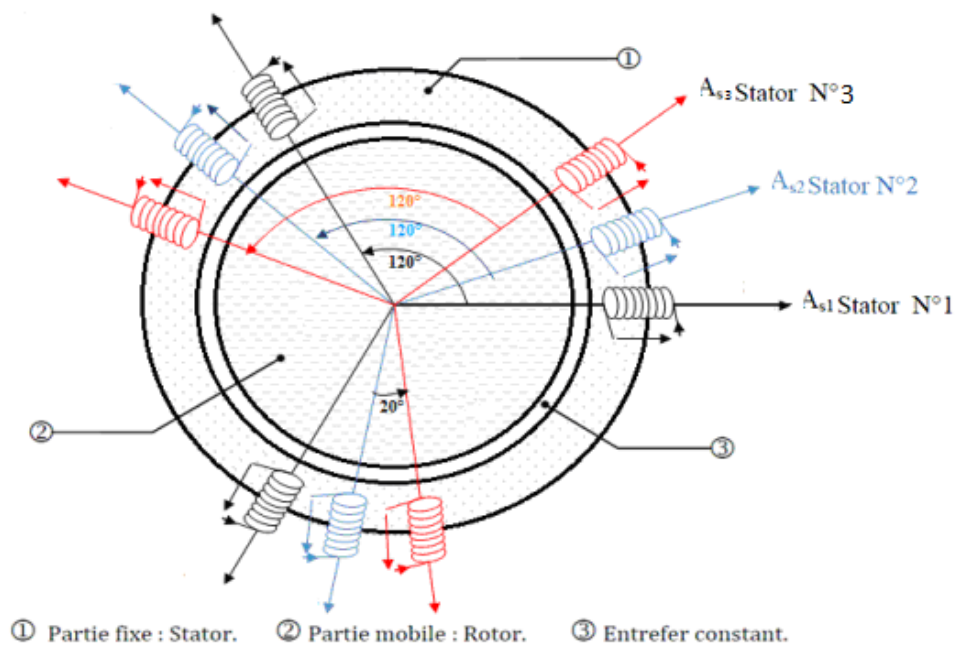


Figure I.3 : Schéma d'une machine asynchrone tétraphasée [3].

I.3.1.4. Les machines asynchrones à quinze phases :

Il est possible d'avoir deux configurations pour une machine asynchrone à quinze phases ; [3]:

- Trois étoiles dont chacune est composée de cinq enroulements qui sont décalés d'un angle de 12° .
- Cinq étoiles dont chacune est composée de trois enroulements qui sont décalés d'un angle de 12° .

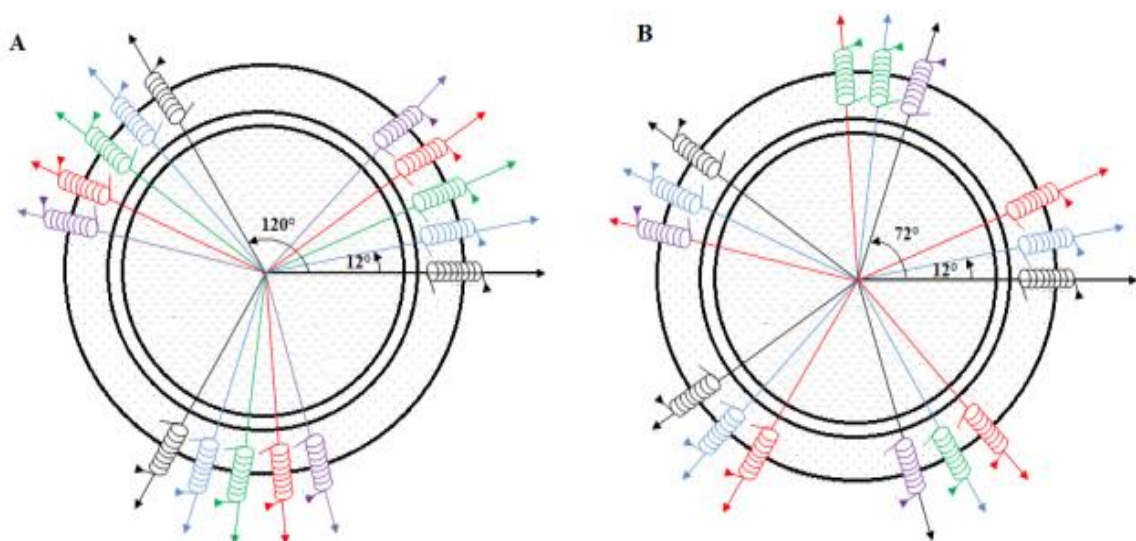


Figure I.4 : Schéma d'une machine asynchrone à quinze phases [3].

I.3.2. Machines asynchrones polyphasées de type II :

Ces machines sont caractérisées par un nombre de phases n non multiple de trois. Elles conservent une distribution de flux uniforme grâce à la symétrie entre les enroulements statoriques où l'angle entre deux enroulements adjacents est $\alpha = \frac{2\pi}{n}$; [3].

I.3.2.1. La machine asynchrone pentaphasée :

La machine asynchrone pentaphasée est composée de cinq enroulements statoriques décalés d'un angle de 72° . Une des caractéristiques de cette machine c'est qu'elle peut fonctionner en mode dégradé dans le cas de défaillance d'une ou plusieurs phases ; [3].

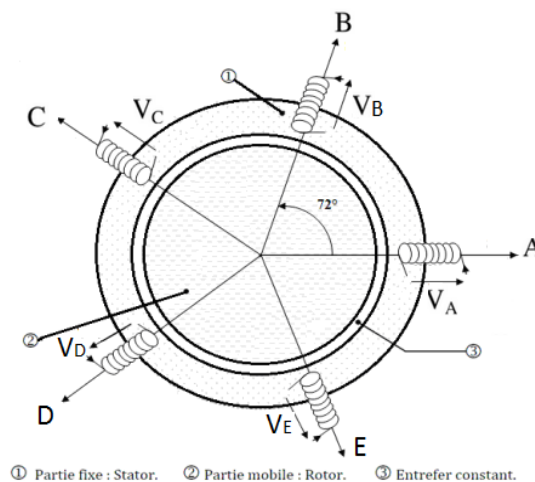


Figure I.5: Schéma d'une machine asynchrone pentaphasée [3].

I.3.2.2. La machine asynchrone heptaphasée :

Cette machine est constituée de sept phases décalées d'un angle de 51.4° au niveau du stator. Elle est caractérisée pour fonctionner en mode dégradé en cas de rupture d'une ou quelques phases. [3]

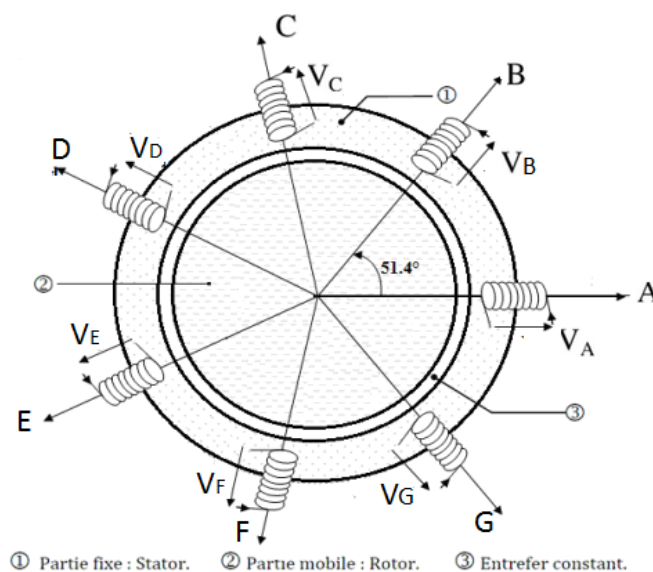


Figure I.6 : Schéma d'une machine asynchrone heptaphasée [3].

I.4.Principe de fonctionnement d'une machine asynchrone :

Dans une machine asynchrone, c'est le champ magnétique qui varie sous forme de champ tournant créé dans le stator. Ainsi ; au démarrage le champ tournant balaye les conducteurs de son flux à la vitesse angulaire ; appelée vitesse de synchronisme. Le rotor mis en rotation tend à rattraper le champ tournant. La vitesse de ce dernier est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation de la machine. Cette vitesse est calculée de la manière suivante

$$[3] : \Omega_s [rad/s] = \frac{f_s}{p}$$

Tels que :

- Ω_s : représente la vitesse du champ tournant (vitesse de synchronisme).
- f_s : est la fréquence de l'alimentation.
- p : est le nombre de paires de pôles.

Ce champ tournant créé par les enroulements du stator induit des courants dans les conducteurs du rotor. Ainsi ces derniers vont donner naissance à des forces électromotrices qui vont faire tourner le rotor à une vitesse Ω_r inférieure à celle de la vitesse du synchronisme $\Omega_r < \Omega_s$. Dans ce cas-là ; on peut dire que le rotor va se glisser par rapport au champ tournant statorique ; exprimé comme suit ; [3] :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (I.2)$$

I.5. Avantages et inconvénients des machines asynchrones polyphasées :

I.5.1. Avantages des machines polyphasées :

Les machines asynchrones polyphasées possèdent trois principaux avantages ; la segmentation de puissance ; la fiabilité ainsi que la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

I.5.1.1. La segmentation de puissance :

L'augmentation du nombre de phases est l'une des solutions qui permettent de réduire les courants de phases sans varier les tensions d'alimentations. A cet effet on peut réduire la puissance demandée par la machine dans chaque phase d'où la possibilité d'alimenter la machine par des convertisseurs dont les composants semi-conducteur (diodes, thyristors, transistors,...) sont à calibre réduit. Ces derniers peuvent fonctionner à des fréquences de commutations bien plus élevées, ce qui nous permettra de minimiser les ondulations du couple et des courants ; [1], [2], [3] [4].

I.5.1.2. La fiabilité :

Dans le cas d'une machine asynchrone triphasée, la défaillance de l'un des bras de l'onduleur qui alimente cette machine peut causer la perte de contrôle de cette dernière ainsi l'apparition de fortes ondulations au niveau du couple de la machine. En revanche ; par les machines polyphasées dont le nombre de phases est supérieur à trois on peut éviter cette contrainte. Ainsi ; tant qu'au moins trois bras de l'onduleur sont en état de marche la machine peut fonctionner en mode dégradé. A cet effet ; plus on augmente le nombre de phases qui alimentent la machine plus la commande de celle-ci devient facile;[1], [3], [4].

I.5.1.3. Minimisation des ondulations du couple électromagnétique et des pertes rotoriques:

La figure I.7 représente une comparaison des harmoniques du couple électromagnétique entre trois machines asynchrones (triphassée, pentaphasée et heptaphasée) pour une stratégie de commande des commutateurs de courant:

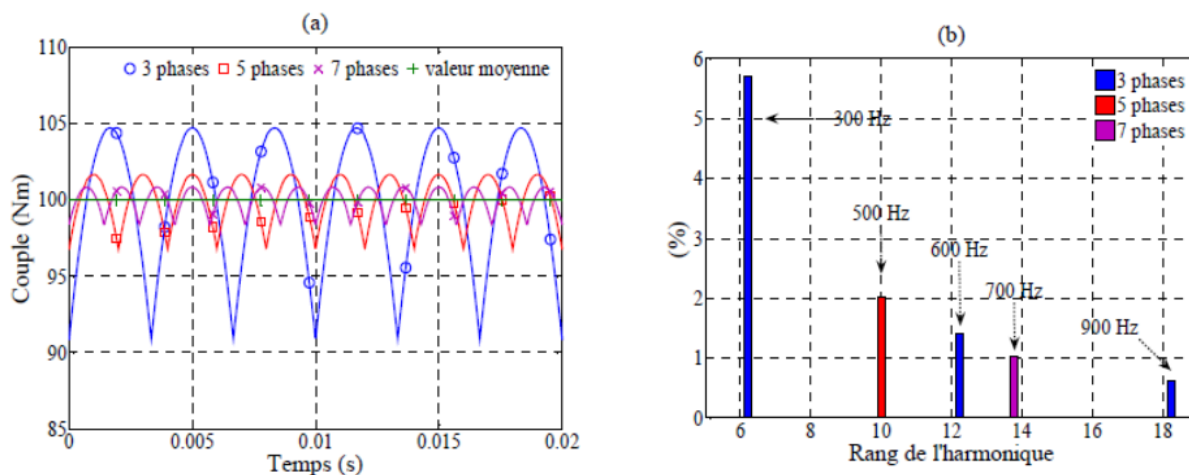


Figure I.7 : Comparaison du couple électromagnétique entre les machines à 3, 5 et 7 phases [5].

En observant la figure I.7, on déduit que l'augmentation du nombre de phases de la machine nous permet de réduire les amplitudes des harmoniques du couple électromagnétique et de diminuer leurs fréquences. Il faut noter que dans une machine dont le nombre de phases est supérieur à trois certaines harmoniques sont naturellement éliminées, ce qui n'est pas le cas pour une machine triphasée. L'élimination de ces harmoniques engendre une amélioration des caractéristiques bruit-vibration avec minimisation des pertes rotoriques;[1], [2] [3], [4].

I.5.2. Inconvénients des machines polyphasées :

Malgré les multiples avantages qu'elle possède, la machine asynchrone polyphasée présente aussi quelques inconvénients :

- Dans le cas où la machine est alimentée par un variateur de vitesse, le fait d'augmenter le nombre de phases de cette machine revient aussi à utiliser plus de composants semi-conducteurs dans le variateur de vitesse, d'où l'augmentation du coût de l'ensemble du dispositif [1], [3], [4], [6].
- Le fort couplage qui existe entre la grandeur du flux et celle du couple électromagnétique complique la commande des machines polyphasées [1].
- Les harmoniques qui circulent dans la partie statorique de la machine créées par le convertisseur peuvent provoquer des courants à fortes amplitudes ; ce qui induit un dysfonctionnement du système [1], [3].

I.6. Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons fait la présentation des différents types de machines asynchrones polyphasées, leur classification selon le nombre de phases, leur principe de fonctionnement ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients.

Nous avons appris que les machines dont le nombre de phases est supérieur à trois peuvent avoir des performances bien meilleures que celles des machines triphasées avec la possibilité d'un fonctionnement en mode dégradé et aussi avec couple électromagnétique dont les harmoniques et les pertes rotoriques sont minimisées.

Chapitre II :

**Modélisation d'une machine
asynchrone à 5 phases.**

II.1. Introduction :

L'objectif dans ce chapitre est de proposer un modèle mathématique simple qui nous permettra de faire une simulation de la MASP et de pouvoir observer les grandeurs caractérisant notamment ; la vitesse de rotation, le couple, le courant et le flux ; en régime transitoire et en permanent.

Il faut noter pour un système fortement couplé que les matrices inductances (statoriques ou rotoriques) d'une MASP sont pleines et circulantes ; par conséquent elles sont diagonalisables. Pour cela ; il existe une base orthogonale unique de vecteurs propres sur laquelle les grandeurs magnétiques de notre machine sont découplées.

Afin de passer d'un système pentaphasé fortement couplé (base naturelle) vers un système diphasé (base propre) nous allons appliquer les transformations de Concordia et de Park qui nous permettent de diagonaliser les matrices inductances et d'éliminer les contraintes de couplage ; on peut ainsi simplifier la modélisation et la commande de notre MASP.

II.2. Description de la MASP :

La machine étudiée est une machine asynchrone pentaphasée à cage d'écureuil. Elle est composée par deux parties. La première fixe est nommée stator ; formée de 5 enroulements identiques décalés de $\frac{2\pi}{5}$ dans l'espace et la deuxième partie est nommée rotor ; formée de 5 enroulements identiques décalés de $\frac{2\pi}{5}$ dans l'espace. Ces derniers sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle.

II.3. Hypothèses :

Pour simplifier l'étude de la machine et établir des relations simples entre les tensions d'alimentation de la MASP et les courants, il est nécessaire de considérer quelques hypothèses :

- On néglige la saturation du circuit magnétique, ainsi les pertes par hystérésis et par les courants de Foucault pour mieux définir les inductances propres et mutuelles des enroulements.
- La FMM créée par chaque enroulement des deux armatures est supposée à répartition sinusoïdale.
- La construction de la machine est supposée symétrique.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.

- On néglige l'effet de peau.

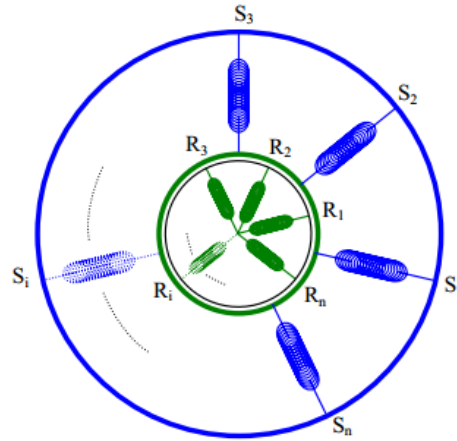


Figure II.1: Représentation schématique d'une machine asynchrone polyphasée [7].

II.4. Représentation vectorielle :

Cette représentation a pour but de regrouper les 5 grandeurs de phases de même nature (courant, tension,...) en un seul vecteur de dimension 5, ce qui simplifiera la mise en équation lors de notre étude. Pour cela la machine est associée à un espace vectorielle hermitien (espace sur le corps des nombres complexes) \mathbf{E} dont la dimension est reliée au nombre de phases de la machine [8] [9].

Soit $B = \{\vec{x}_0, \vec{x}_1, \vec{x}_2, \vec{x}_3, \vec{x}_4\}$ une base canonique (naturelle) de E . Donc tout vecteur de cet espace s'écrit comme la combinaison linéaire de vecteurs de la base B comme suit :

$$\vec{g} = g_0 \vec{x}_0 + g_1 \vec{x}_1 + g_2 \vec{x}_2 + g_3 \vec{x}_3 + g_4 \vec{x}_4 \quad (\text{II.1})$$

Où g_0, g_1, g_2, g_3, g_4 , sont les 5 grandeurs de phases de la machine.

Les hypothèses précédentes nous mènent à des relations linéaires (endomorphismes) entre les vecteurs flux et vecteurs courants [8] :

$$\begin{cases} \Phi_s = [L_{ss}]I_s + [M_{sr}]I_r \\ \Phi_r = [L_{rr}]I_r + [M_{rs}]I_s \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Tels que :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} m_{s0s0} & m_{s0s1} & m_{s0s2} & m_{s0s3} & m_{s0s4} \\ m_{s1s0} & m_{s1s1} & m_{s1s2} & m_{s1s3} & m_{s1s4} \\ m_{s2s0} & m_{s2s1} & m_{s2s2} & m_{s2s3} & m_{s2s4} \\ m_{s3s0} & m_{s3s1} & m_{s3s2} & m_{s3s3} & m_{s3s4} \\ m_{s4s0} & m_{s4s1} & m_{s4s2} & m_{s4s3} & m_{s4s4} \end{bmatrix}, \quad (\text{II.3})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} m_{r0r0} & m_{r0r1} & m_{r0r2} & m_{r0r3} & m_{r0r4} \\ m_{r1r0} & m_{r1r1} & m_{r1r2} & m_{r1r3} & m_{r1r4} \\ m_{r2r0} & m_{r2r1} & m_{r2r2} & m_{r2r3} & m_{r2r4} \\ m_{r3r0} & m_{r3r1} & m_{r3r2} & m_{r3r3} & m_{r3r4} \\ m_{r4r0} & m_{r4r1} & m_{r4r2} & m_{r4r3} & m_{r4r4} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} m_{s0r0} & m_{s0r1} & m_{s0r2} & m_{s0r3} & m_{s0r4} \\ m_{s1r0} & m_{s1r1} & m_{s1r2} & m_{s1r3} & m_{s1r4} \\ m_{s2r0} & m_{s2r1} & m_{s2r2} & m_{s2r3} & m_{s2r4} \\ m_{s3r0} & m_{s3r1} & m_{s3r2} & m_{s3r3} & m_{s3r4} \\ m_{s4r0} & m_{s4r1} & m_{s4r2} & m_{s4r3} & m_{s4r4} \end{bmatrix}, [M_{rs}] = [M_{sr}]^t \quad (\text{II.5})$$

Avec les coefficients suivants :

- m_{sisj} désigne l'inductance mutuelle entre deux phases du stator.
- m_{rirj} désigne l'inductance mutuelle entre deux phases du rotor.
- m_{sirj} désigne l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.

D'après les hypothèses de régularité de la construction ainsi que l'équivalence des phases, les inductances statoriques/rotoriques sont égales [7] :

$$\begin{aligned} m_{s0s0} &= m_{s1s1} = m_{s2s2} = m_{s3s3} = m_{s4s4} \\ m_{r0r0} &= m_{r1r1} = m_{r2r2} = m_{r3r3} = m_{r4r4} \\ m_{sisj} &= m_{s(i+1)s(j+1)} \\ m_{rirj} &= m_{r(i+1)r(j+1)} \\ m_{sisj} &= m_{sjsi} \\ m_{rirj} &= m_{rjri} \end{aligned} \quad (\text{II.6})$$

On remarque bien que les matrices précédentes font apparaître un couplage magnétique entre les phases d'une même armature (stator ou rotor) d'un côté, et entre les phases des deux armatures (stator et rotor). La modélisation d'une telle machine avec un tel couplage n'est pas facile [10] [11].

Les deux matrices M_{sr} et M_{rs} sont liées à la position de la partie tournante (rotor) par rapport à la partie fixe (stator) de la machine, donc elles sont liées à la vitesse de rotation [8].

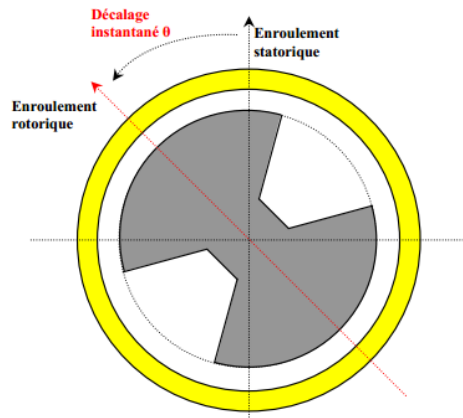


Figure II.2 : Représentation du décalage angulaire entre les deux armatures de la machine [7].

II.5 Diagonalisation des endomorphismes L_{SS} , L_{RR} , M_{SR} et M_{RS} :

II.5.1. Diagonalisation de l'endomorphisme L_{SS} :

II.5.1.1. Représentation dans l'espace Hermitien :

II.5.1.1.1. Calcul des valeurs propres de la matrice L_{SS} dans l'espace Hermitien :

L'une des caractéristiques des matrices circulantes c'est qu'elles peuvent s'écrire sous forme de polynôme en J [7].

$$J = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

On constate que la matrice J vérifie la condition $J^5 = Id$, ainsi on peut dire que la matrice est diagonalisable dans l'espace Hermitien. A cet effet ; la matrice J^5 et la matrice identité Id ont les mêmes valeurs propres qui sont des solutions de l'équation $(1 - \lambda)^5 = 0$. Cette dernière nous donne une seule valeur propre ($\lambda = 1$) de multiplicité 5 [7].

On rappelle que pour une valeur propre λ d'une matrice A ; on déduit alors que λ^n est une valeur propre de la matrice A^n . Ainsi ; les valeurs propres de la matrice J sont les racines 5^{ème} de J^5 ; qui sont des solutions de l'équation $(\lambda^5 = 1)$. Cette dernière a la valeur de ($\lambda = 1$) dans l'ensemble des nombres réels. A cet effet ; on est obligé de travailler en complexe pour avoir les 5 valeurs propres distinctes comme suit [7] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_0 = e^{0 \cdot \left(\frac{2\pi}{5}\right)} \\ \lambda_1 = e^{1 \cdot \left(\frac{2\pi}{5}\right)} \\ \lambda_2 = e^{2 \cdot \left(\frac{2\pi}{5}\right)} \\ \lambda_3 = e^{3 \cdot \left(\frac{2\pi}{5}\right)} \\ \lambda_4 = e^{4 \cdot \left(\frac{2\pi}{5}\right)} \end{array} \right. \quad (\text{II.8})$$

On constate que ces valeurs propres sont des nombres complexes de module 1 et décalées entre elles d'un angle de $\frac{2\pi}{5}$. En plus ; il y'a quatre valeurs propres complexes conjuguées

deux à deux (λ_1 avec λ_4 et λ_2 avec λ_3) et une seule valeur propre réelle λ_0 est égale à 1 [7].

Ainsi ; on peut vérifier que ; pour tout k allant de 0 à 4 ; alors le vecteur propre de J associé à la valeur propre a^k s'exprime comme suit :

$$e_k = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} a^0 \\ a^k \\ a^{2k} \\ a^{3k} \\ a^{4k} \end{bmatrix}, \quad k = \overline{0:4} \text{ et } a = e^{i\frac{2\pi}{5}} \quad (\text{II.9})$$

Il faut noter que ; pour tout k allant de 0 à 4, une famille de 5 vecteurs propres e_k sont associée aux valeurs propres a^k pour avoir une base de diagonalisation de la matrice J [7].

II.5.1.1.2. Matrice de changement de base pour l'endomorphisme L_{ss} :

On sait que l'endomorphisme L_{ss} possède par sa circularité les propriétés suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} m_{s0s0} = m_{s1s1} = m_{s2s2} = m_{s3s3} = m_{s4s4} \\ m_{s0s1} = m_{s1s2} = m_{s2s3} = m_{s3s4} = m_{s4s0} \\ m_{s0s2} = m_{s1s3} = m_{s2s4} = m_{s3s0} = m_{s4s2} \\ m_{s0s3} = m_{s1s4} = m_{s2s0} = m_{s3s1} = m_{s4s3} \\ m_{s0s4} = m_{s1s0} = m_{s2s1} = m_{s3s2} = m_{s4s3} \end{array} \right. \quad (\text{II.10})$$

A cet effet on peut dire que l'endomorphisme L_{ss} s'écrit sous la forme d'un polynôme en fonction de la matrice J comme suit :

$$L_{ss} = \sum_{j=0}^4 m_{s0sj} J^j \quad (\text{II.11})$$

Où m_{s0sj} est l'inductance mutuelle statorique entre la phase 0 et la phase j .

Ainsi ; les valeurs propres de L_{ss} sont :

$$\lambda_{sk} = \sum_{j=0}^4 m_{s0sj} a^{j.k} \quad (\text{II.12})$$

Avec $k = \overline{0:4}$ et $a = e^{\frac{2\pi}{5}}$

Autrement dit on peut détailler les expressions comme suit :

$$\begin{cases} \lambda_{s0} = m_{s0s0} + m_{s0s1} + m_{s0s2} + m_{s0s3} + m_{s0s4} \\ \lambda_{s1} = m_{s0s0} + m_{s0s1}a + m_{s0s2}a^2 + m_{s0s3}a^3 + m_{s0s4}a^4 \\ \lambda_{s2} = m_{s0s0} + m_{s0s1}a^{2 \times 1} + m_{s0s2}a^{2 \times 2} + m_{s0s3}a^{2 \times 3} + m_{s0s4}a^{2 \times 4} \\ \lambda_{s3} = m_{s0s0} + m_{s0s1}a^{3 \times 1} + m_{s0s2}a^{3 \times 2} + m_{s0s3}a^{3 \times 3} + m_{s0s4}a^{3 \times 4} \\ \lambda_{s4} = m_{s0s0} + m_{s0s1}a^{4 \times 1} + m_{s0s2}a^{4 \times 2} + m_{s0s3}a^{4 \times 3} + m_{s0s4}a^{4 \times 4} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Il faut signaler que les vecteurs propres $(\vec{e}_0, \vec{e}_1, \dots, \vec{e}_{n-1})$ d'une matrice A sont les mêmes pour tout polynôme en A. A cet effet ; on peut facilement déduire les vecteurs propres de l'endomorphisme L_{ss} qui sont tout simplement les mêmes vecteurs propres de la matrice J [7]. Ainsi ; Ces derniers forment une base orthonormée de l'espace Hermitien associé à L_{ss} ; représentés comme suit :

$$\begin{cases} \vec{e}_0 = \frac{1}{\sqrt{5}}(1,1,1,1,1)^t \\ \vec{e}_1 = \frac{1}{\sqrt{5}}(1, a, a^2, a^3, a^4)^t \\ \vec{e}_2 = \frac{1}{\sqrt{5}}(1, a^{2 \times 1}, a^{2 \times 2}, a^{2 \times 3}, a^{2 \times 4})^t \\ \vec{e}_3 = \frac{1}{\sqrt{5}}(1, a^{3 \times 1}, a^{3 \times 2}, a^{3 \times 3}, a^{3 \times 4})^t \\ \vec{e}_4 = \frac{1}{\sqrt{5}}(1, a^{4 \times 1}, a^{4 \times 2}, a^{4 \times 3}, a^{4 \times 4})^t \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

On définit la matrice de passage de la base naturelle vers la base de découplage ; par un ensemble de vecteurs colonnes propres ; exprimée comme suit :

$$T = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^{2 \times 1} & a^{3 \times 1} & a^{4 \times 1} \\ 1 & a^2 & a^{2 \times 2} & a^{3 \times 2} & a^{4 \times 2} \\ 1 & a^3 & a^{2 \times 3} & a^{3 \times 3} & a^{4 \times 3} \\ 1 & a^4 & a^{2 \times 4} & a^{3 \times 4} & a^{4 \times 4} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Ainsi ; la nouvelle matrice L_{ss} s'écrit dans la nouvelle base comme suit :

$$[L_{ss}]_{diag} = \begin{bmatrix} \lambda_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_4 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Tels que :

$$\begin{cases} \lambda_{s0} = m_{s0s0} + m_{s0s1} + m_{s0s2} + m_{s0s3} + m_{s0s4} \\ \lambda_{s1} = m_{s0s0} + m_{s0s1}a + m_{s0s2}a^2 + m_{s0s3}a^3 + m_{s0s4}a^4 \\ \lambda_{s2} = m_{s0s0} + m_{s0s1}a^{2 \times 1} + m_{s0s2}a^{2 \times 2} + m_{s0s3}a^{2 \times 3} + m_{s0s4}a^{2 \times 4} \\ \lambda_{s3} = m_{s0s0} + m_{s0s1}a^{3 \times 1} + m_{s0s2}a^{3 \times 2} + m_{s0s3}a^{3 \times 3} + m_{s0s4}a^{3 \times 4} \\ \lambda_{s4} = m_{s0s0} + m_{s0s1}a^{4 \times 1} + m_{s0s2}a^{4 \times 2} + m_{s0s3}a^{4 \times 3} + m_{s0s4}a^{4 \times 4} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

II.5.1.2. Représentation dans l'espace Euclidien :

II.5.1.2.1. Calcul des valeurs propres de la matrice L_{ss} dans l'espace Euclidien:

En plus de la circularité de la matrice L_{ss} les propriétés géométriques de la machine asynchrone permettent d'affirmer que cette matrice est aussi symétrique. Autrement dit l'inductance mutuelle entre deux enroulement est la même [8] :

$$m_{sij} = m_{sji} \quad (\text{II.18})$$

Ces deux propriétés (circularité et symétrie) nous donnent les résultats suivants :

$$\begin{cases} m_{s0s1} = m_{s0s4} \\ m_{s0s2} = m_{s0s3} \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

On déduit ainsi ; les valeurs propres précédentes comme suit :

$$\begin{cases} \lambda_{s0} = m_{s0s0} + 2m_{s0s1} + 2m_{s0s2} \\ \lambda_{s1} = m_{s0s0} + m_{s0s1}(a + a^4) + m_{s0s2}(a^2 + a^3) \\ \lambda_{s2} = m_{s0s0} + m_{s0s1}(a^2 + a^8) + m_{s0s2}(a^4 + a^6) \\ \lambda_{s3} = m_{s0s0} + m_{s0s1}(a^3 + a^{12}) + m_{s0s2}(a^6 + a^9) \\ \lambda_{s4} = m_{s0s0} + m_{s0s1}(a^4 + a^{16}) + m_{s0s2}(a^8 + a^{12}) \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

En utilisant les propriétés suivantes :

$$e^{i(5-k)\frac{2\pi}{5}} = e^{-ik\frac{2\pi}{5}} \quad (\text{II.21})$$

$$e^{ik\frac{2\pi}{5}} + e^{i(5-k)\frac{2\pi}{5}} = 2\cos\left(k\frac{2\pi}{5}\right) \quad (\text{II.22})$$

$$e^{ik\frac{2\pi}{5}} - e^{i(5-k)\frac{2\pi}{5}} = 2i\sin\left(k\frac{2\pi}{5}\right) \quad (\text{II.23})$$

On obtient les valeurs propres réelles comme suit:

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{s0} = m_{s0s0} + 2m_{s0s1} + 2m_{s0s2} \\ \lambda_{s1} = m_{s0s0} + 2m_{s0s1} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + 2m_{s0s2} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \lambda_{s2} = m_{s0s0} + 2m_{s0s1} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) + 2m_{s0s2} \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \lambda_{s3} = m_{s0s0} + 2m_{s0s1} \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) + 2m_{s0s2} \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) \\ \lambda_{s4} = m_{s0s0} + 2m_{s0s1} \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) + 2m_{s0s2} \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \end{array} \right. \quad (\text{II.24})$$

Après le calcul les valeurs propres précédentes ; on obtient les propriétés de symétrie comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{s1} = \lambda_{s4} \\ \lambda_{s2} = \lambda_{s3} \end{array} \right. \quad (\text{II.25})$$

Cette particularité nous permet de dire que l'endomorphisme L_{ss} possède deux valeurs propres réelles avec un ordre de multiplicité égale à 2 et une seule valeur propre réelle simple [7]. Sachant que la répartition des forces magnétomotrices est une répartition sinusoïdale, les inductances propres et mutuelles vont s'écrire de la manière suivante [8] :

$$\left\{ \begin{array}{l} m_{s0s0} = L_{sp} + L_{sf} \\ m_{s0sk} = L_{sp} \cos\left(k \frac{2\pi}{5}\right) \end{array} \right. \quad (\text{II.26})$$

- L_{sp} est l'inductance statorique principale.
- L_{sf} est l'inductance statorique de fuite.

En intégrant les valeurs propres précédentes avec les formules II.22 ; et après calcul on obtient les nouvelles valeurs comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{s0} = \lambda_{s2} = \lambda_{s3} = L_{sf} \\ \lambda_{s1} = \lambda_{s4} = \frac{5}{2} L_{sp} + L_{sf} \end{array} \right. \quad (\text{II.27})$$

II.5.1.2.2 Matrice de passage dans l'espace Euclidien :

On rappelle que les vecteurs résultants sont des vecteurs propres associés aux valeurs propres λ_{sk} . A cet effet ; pour obtenir des vecteurs propres à coefficients réels on choisit la combinaison suivante [8] [9] [12] :

$$\begin{cases} \vec{e}_k = \frac{\vec{e}_k + \vec{e}_{(5-k)}}{\sqrt{2}} \\ \vec{e}_{(k+1)} = \frac{\vec{e}_k - \vec{e}_{(5-k)}}{i\sqrt{2}} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

On va trouver les vecteurs propres $(\vec{e}_0, \vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3, \vec{e}_4)$ de la matrice L_{ss} dans l'espace euclidien :

$$\begin{cases} \vec{e}_0 = \frac{1}{\sqrt{5}}(1,1,1,1,1)^t \\ \vec{e}_1 = \frac{\vec{e}_1 + \vec{e}_4}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{2}{5}} \left(1, \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right), \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right), \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right), \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \right) \\ \vec{e}_2 = \frac{\vec{e}_1 - \vec{e}_4}{i\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{2}{5}} \left(0, \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \right) \\ \vec{e}_3 = \frac{\vec{e}_2 + \vec{e}_3}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{2}{5}} \left(1, \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right), \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right), \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right), \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \right) \\ \vec{e}_4 = \frac{\vec{e}_2 - \vec{e}_3}{i\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{2}{5}} \left(0, \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{12\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{16\pi}{5}\right) \right) \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

A partir de ces vecteurs propres on déduit la matrice de passage de la base naturelle vers la base de découplage.

$$T = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Cette matrice est appelée **matrice de Concordia** d'ordre 5.

Il faut noter que les deux premières lignes de cette matrice correspondent aux deux lignes de la matrice de transformation (α, β) sont représentées comme suit [10]:

$$T_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Ainsi ; la matrice obtenue est décrite par la projection des axes magnétiques des 5 enroulements de notre machine dans le repère (α, β) [9], [13].

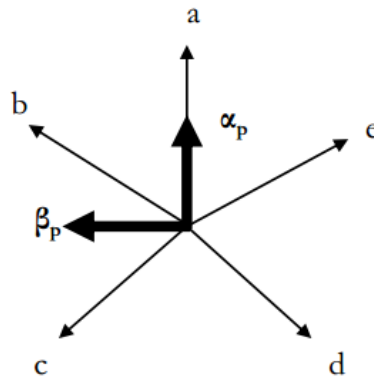


Figure II.3 : Projection des axes dans le repère (α, β) [9].

Finalement ; la nouvelle matrice L_{ss} dans la base euclidienne $(\vec{e}_0, \vec{e}_1, \vec{e}_2, \vec{e}_3, \vec{e}_4)$ s'écrira de la manière suivante :

$$[L_{ss}]_{diag} = \begin{bmatrix} \lambda_{s0} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_{s1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_{s0} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_{s0} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_{s1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

II.5.2. Diagonalisation de l'endomorphisme L_{rr} :

II.5.2.1. Représentation dans l'espace Hermitien :

On considère que le rotor de notre machine possède 5 phases identiques décalées entre elle d'un angle $\frac{2\pi}{5}$. Ainsi pour déterminer les valeurs propres et les vecteurs propres associés

à L_{rr} il suffit de remplacer l'indice s par r dans les valeurs et les vecteurs propres de L_{ss} [7].

On obtient ainsi les valeurs propres associées de L_{rr} comme suit :

$$\begin{cases} \lambda_{r0} = m_{r0r0} + m_{r0r1} + m_{r0r2} + m_{r0r3} + m_{r0r4} \\ \lambda_{r1} = m_{r0r0} + m_{r0r1}a + m_{r0r2}a^2 + m_{r0r3}a^3 + m_{r0r4}a^4 \\ \lambda_{r2} = m_{r0r0} + m_{r0r1}a^{2 \times 1} + m_{r0r2}a^{2 \times 2} + m_{r0r3}a^{2 \times 3} + m_{r0r4}a^{2 \times 4} \\ \lambda_{r3} = m_{r0r0} + m_{r0r1}a^{3 \times 1} + m_{r0r2}a^{3 \times 2} + m_{r0r3}a^{3 \times 3} + m_{r0r4}a^{3 \times 4} \\ \lambda_{r4} = m_{r0r0} + m_{r0r1}a^{4 \times 1} + m_{r0r2}a^{4 \times 2} + m_{r0r3}a^{4 \times 3} + m_{r0r4}a^{4 \times 4} \end{cases} \quad (\text{II.33})$$

Pour ces valeurs propres ; on associe les vecteurs propres suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{e}_0 = \frac{1}{\sqrt{5}}(1,1,1,1,1)^t \\ \vec{e}_1 = \frac{1}{\sqrt{5}}(1,a,a^2,a^3,a^4)^t \\ \vec{e}_2 = \frac{1}{\sqrt{5}}(1,a^{2 \times 1},a^{2 \times 2},a^{2 \times 3},a^{2 \times 4})^t \\ \vec{e}_3 = \frac{1}{\sqrt{5}}(1,a^{3 \times 1},a^{3 \times 2},a^{3 \times 3},a^{3 \times 4})^t \\ \vec{e}_4 = \frac{1}{\sqrt{5}}(1,a^{4 \times 1},a^{4 \times 2},a^{4 \times 3},a^{4 \times 4})^t \end{array} \right. \quad (\text{II.34})$$

Il faut noter que les vecteurs propres de la matrice inductance rotoriques et la matrice inductance statorique, sont les mêmes. On déduit ; ainsi que la matrice de passage de la base naturelle vers la base de découplage dans l'espace Hermitien de l'endomorphisme L_{rr} est la même que pour l'endomorphisme L_{ss} [8], [9].

$$T = \frac{1}{\sqrt{5}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^{2 \times 1} & a^{3 \times 1} & a^{4 \times 1} \\ 1 & a^2 & a^{2 \times 2} & a^{3 \times 2} & a^{4 \times 2} \\ 1 & a^3 & a^{2 \times 3} & a^{3 \times 3} & a^{4 \times 3} \\ 1 & a^4 & a^{2 \times 4} & a^{3 \times 4} & a^{4 \times 4} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

On obtient donc la matrice inductance rotorique dans la base de découplage comme suit :

$$[L_{rr}]_{diag} = \begin{bmatrix} \lambda_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_4 \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

II.5.2.2. Représentation dans l'espace Euclidien :

Dans la même démarche que dans la partie **II.5.1.2** la symétrie de l'inductance rotorique implique l'existence des valeurs propres réelles. Ainsi ; les vecteurs propres associés sont obtenus par une combinaison linéaire entre les vecteurs \vec{e}_k et $\vec{e}_{(5-k)}$, ce qui nous permettra d'obtenir une matrice de passage de la base naturelle vers la base de découplage à coefficients réels.

Les valeurs propres sont écrites comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{r0} = m_{r0r0} + 2m_{r0r1} + 2m_{r0r2} \\ \lambda_{r1} = m_{r0r0} + 2m_{r0r1} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + 2m_{r0r2} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) \\ \lambda_{r2} = m_{r0r0} + 2m_{r0r1} \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) + 2m_{r0r2} \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ \lambda_{r3} = m_{r0r0} + 2m_{r0r1} \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) + 2m_{r0r2} \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) \\ \lambda_{r4} = m_{r0r0} + 2m_{r0r1} \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) + 2m_{r0r2} \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \end{array} \right. \quad (\text{II.37})$$

Comme pour l'inductance statorique ; on remarque bien que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{r1} = \lambda_{r4} \\ \lambda_{r2} = \lambda_{r3} \end{array} \right. \quad (\text{II.38})$$

Il faut noter que la répartition des forces magnétomotrices a une forme sinusoidale ; A cet effet ; les inductances propres et mutuelles vont s'exprimer de la manière suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} m_{r0r0} = L_{rp} + L_{rf} \\ m_{r0rk} = L_{rp} \cos\left(k \frac{2\pi}{5}\right) \end{array} \right. \quad (\text{II.39})$$

D'ou

- L_{rp} est l'inductance rotorique principale.
- L_{rf} est l'inductance rotorique de fuite.

Ainsi ; les valeurs propres précédentes s'écrivent comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{r0} = \lambda_{r2} = \lambda_{r3} = L_{rf} \\ \lambda_{r1} = \lambda_{r4} = \frac{5}{2} L_{rp} + L_{rf} \end{array} \right. \quad (\text{II.40})$$

En faisant la même combinaison entre les vecteurs propres \vec{e}_k et $\vec{e}_{(5-k)}$ comme la matrice L_{ss} :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{e}_k = \frac{\vec{e}_k + \vec{e}_{(5-k)}}{\sqrt{2}} \\ \vec{e}_{(k+1)} = \frac{\vec{e}_k - \vec{e}_{(5-k)}}{i\sqrt{2}} \end{array} \right. \quad (\text{II.41})$$

On obtient alors ; les vecteurs propres suivants :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{e}_0 = \frac{1}{\sqrt{5}}(1,1,1,1,1)^t \\ \vec{e}_1 = \frac{\vec{e}_1 + \vec{e}_4}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{2}{5}} \left(1, \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right), \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right), \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right), \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \right) \\ \vec{e}_2 = \frac{\vec{e}_1 - \vec{e}_4}{i\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{2}{5}} \left(0, \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \right) \\ \vec{e}_3 = \frac{\vec{e}_2 + \vec{e}_3}{\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{2}{5}} \left(1, \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right), \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right), \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right), \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \right) \\ \vec{e}_4 = \frac{\vec{e}_2 - \vec{e}_3}{i\sqrt{2}} = \sqrt{\frac{2}{5}} \left(0, \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{12\pi}{5}\right), \sin\left(\frac{16\pi}{5}\right) \right) \end{array} \right. \quad (\text{II.42})$$

Ces vecteurs propres nous permettent d'obtenir la matrice de passage de la base naturelle vers la base de découplage dans l'espace Euclidien :

$$T = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.43})$$

On constate que c'est la même matrice de passage obtenue pour l'endomorphisme L_{ss} qui est la **matrice de Concordia** d'ordre 5.

D'où la matrice inductance rotorique dans la base de découplage s'écrit de la manière suivante :

$$[L_{rr}]_{diag} = \begin{bmatrix} \lambda_{r0} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda_{r1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda_{r0} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda_{r0} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \lambda_{r1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.44})$$

II.5.3. Diagonalisation de l'endomorphisme M_{sr} :

II.5.3.1. Représentation dans l'espace Hermitien :

Contrairement aux matrices L_{ss} et L_{rr} ; la matrice M_{sr} est circulante mais elle n'est pas symétrique vu que la valeur de chaque terme dans la matrice M_{sr} dépend de la position du rotor par rapport au stator. A cet effet ; la propriété de circularité de la matrice M_{sr} nous permet de suivre la même démarche utilisée précédemment pour les matrices L_{ss} et L_{rr} dans le

but de déterminer les valeurs propres de M_{sr} , et les vecteurs propres associés ; ainsi la nouvelle matrice diagonale de M_{sr} dans la base de découplage [7].

On obtient donc les valeurs propres suivantes pour l'endomorphisme M_{sr} :

$$\begin{cases} \lambda_{sr0} = m_{s0r0} + m_{s0r1} + m_{s0r2} + m_{s0r3} + m_{s0r4} \\ \lambda_{sr1} = m_{s0r0} + m_{s0r1}a + m_{s0r2}a^2 + m_{s0r3}a^3 + m_{s0r4}a^4 \\ \lambda_{sr2} = m_{s0r0} + m_{s0r1}a^{2 \times 1} + m_{s0r2}a^{2 \times 2} + m_{s0r3}a^{2 \times 3} + m_{s0r4}a^{2 \times 4} \\ \lambda_{sr3} = m_{s0r0} + m_{s0r1}a^{3 \times 1} + m_{s0r2}a^{3 \times 2} + m_{s0r3}a^{3 \times 3} + m_{s0r4}a^{3 \times 4} \\ \lambda_{sr4} = m_{s0r0} + m_{s0r1}a^{4 \times 1} + m_{s0r2}a^{4 \times 2} + m_{s0r3}a^{4 \times 3} + m_{s0r4}a^{4 \times 4} \end{cases} \quad (\text{II.45})$$

Il faut noter que les éléments de la matrice M_{sr} sont liés à la position mécanique entre le rotor et le stator. Ainsi, on peut les écrire de la façon suivante :

$$m_{s0rk} = M \cos\left(\theta + k \frac{2\pi}{5}\right) \text{ Ou bien sous une autre forme complexe } m_{s0rk} = Me^{i\left(\theta + k \frac{2\pi}{5}\right)}$$

Où :

- M : est l'inductance mutuelle maximale entre un enroulement du stator et un autre du rotor.
- θ : C'est la position ou l'angle mécanique entre une phase du stator et une autre du rotor.

En remplaçant cette formule dans les expressions des valeurs propres ; on trouve ainsi :

$$\begin{cases} \lambda_{sr0} = \lambda_{sr2} = \lambda_{sr3} = 0 \\ \lambda_{sr4} = \lambda_{sr1} = 5Me^{i\theta} \end{cases} \quad (\text{II.46})$$

Puisque la matrice M_{sr} est circulante, les vecteurs propres ainsi seront les mêmes que ceux des matrices L_{ss} et L_{rr} . Par conséquent la matrice de passage de la base naturelle vers la base de découplage sera la même que pour les matrices L_{ss} et L_{rr} [7].

On déduit que la nouvelle matrice diagonale dans la base de découplage s'exprime comme suit :

$$[M_{sr}]_{diag} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5Me^{i\theta} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 5Me^{i\theta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.47})$$

II.5.3.2. Représentation dans l'espace Euclidien :

Puisque la matrice M_{sr} n'est pas symétrique, les valeurs propres réelles sont la partie réelle des valeurs propres que nous avons calculées dans l'espace Hermitien [7]. Ainsi ; les valeurs propres s'écrivent de la façon suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{sr0} = m_{s0r0} + m_{s0r1} + m_{s0r2} + m_{s0r3} + m_{s0r4} \\ \lambda_{sr1} = m_{s0r0} + m_{s0r1} \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) + m_{s0r2} \cos\left(2\frac{2\pi}{5}\right) + m_{s0r3} \cos\left(3\frac{2\pi}{5}\right) + m_{s0r4} \cos\left(4\frac{2\pi}{5}\right) \\ \lambda_{sr2} = m_{s0r0} + m_{s0r1} \cos\left(2\frac{2\pi}{5}\right) + m_{s0r2} \cos\left(4\frac{2\pi}{5}\right) + m_{s0r3} \cos\left(6\frac{2\pi}{5}\right) + m_{s0r4} \cos\left(8\frac{2\pi}{5}\right) \\ \lambda_{sr3} = m_{s0r0} + m_{s0r1} \cos\left(3\frac{2\pi}{5}\right) + m_{s0r2} \cos\left(6\frac{2\pi}{5}\right) + m_{s0r3} \cos\left(9\frac{2\pi}{5}\right) + m_{s0r4} \cos\left(12\frac{2\pi}{5}\right) \\ \lambda_{sr4} = m_{s0r0} + m_{s0r1} \cos\left(4\frac{2\pi}{5}\right) + m_{s0r2} \cos\left(8\frac{2\pi}{5}\right) + m_{s0r3} \cos\left(12\frac{2\pi}{5}\right) + m_{s0r4} \cos\left(16\frac{2\pi}{5}\right) \end{array} \right. \quad (\text{II.48})$$

Après le calcul ; on trouve les valeurs comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \lambda_{sr0} = \lambda_{sr2} = \lambda_{sr3} = 0 \\ \lambda_{sr4} = \lambda_{sr1} = 5M \cos(\theta) \end{array} \right. \quad (\text{II.49})$$

Ainsi la nouvelle matrice est diagonale dans l'espace Euclidien qui s'écrit de la manière suivante :

$$[M_{sr}]_{diag} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5M \cos(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 5M \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.50})$$

II.5.4. Diagonalisation de l'endomorphisme M_{rs} :

Puisque la matrice M_{rs} est la transposée de M_{sr} , elle aura donc les mêmes valeurs propres et vecteurs propres que la matrice M_{sr} . On déduit ainsi que dans la base de découplage ces deux matrices sont égales [7].

$$[M_{sr}]_{diag} = [M_{rs}]_{diag} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 5M \cos(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 5M \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.51})$$

II.6. Modélisation de la MASP dans la base naturelle :

II.6.1. Equations électriques :

En appliquant la loi de Faraday au niveau de chaque enroulement des deux armatures de la MASP ; on aura les équations vectorielles des tensions statoriques et rotoriques comme suit :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = [R_s] \vec{I}_s + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_s \\ \vec{V}_r = \vec{0} = [R_r] \vec{I}_r + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{II.52})$$

Où :

- \vec{V}_s et \vec{V}_r : sont respectivement les vecteurs tensions statoriques et rotoriques.
- \vec{I}_s et \vec{I}_r : sont respectivement les vecteurs courants statoriques et rotoriques.
- $\vec{\Phi}_s$ et $\vec{\Phi}_r$: sont respectivement les vecteurs flux statoriques et rotoriques.
- $[R_s]$ et $[R_r]$ sont respectivement les matrices des résistances statoriques et rotoriques qui sont des matrices diagonales d'ordre 5.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.53})$$

II.6.2. Puissance de la machine :

La puissance de la MASP est obtenue par le produit scalaire entre le vecteur tension et le vecteur courant :

$$P = \vec{V}_s \cdot \vec{I}_s \quad (\text{II.54})$$

En remplaçant la tension \vec{V}_s par son expression (II.52) on aura :

$$P = [R_s] (\vec{I}_s)^2 + \left(\frac{d}{dt} \vec{\Phi}_s \right) \vec{I}_s \quad (\text{II.55})$$

Cette puissance est la somme entre les pertes par effet de Joule et la puissance magnétique telle que :

- $[R_s] (\vec{I}_s)^2$: Représente les pertes par effet de Joule.
- $\left(\frac{d}{dt} \vec{\Phi}_s \right) \vec{I}_s$: Représente la puissance magnétique.

II.6.3. Equations magnétiques :

On a les équations suivantes :

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_s = [L_{ss}] \vec{I}_s + [M_{sr}] \vec{I}_r \\ \vec{\Phi}_r = [L_{rr}] \vec{I}_r + [M_{rs}] \vec{I}_s \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

En remplaçant les expressions des flux dans l'équation (II.52) on obtient :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = [R_s] \vec{I}_s + \frac{d}{dt} \left([L_{ss}] \vec{I}_s + [M_{sr}] \vec{I}_r \right) \\ \vec{V}_r = \vec{0} = [R_r] \vec{I}_r + \frac{d}{dt} \left([L_{rr}] \vec{I}_r + [M_{rs}] \vec{I}_s \right) \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

Tels que :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} m_{s0s0} & m_{s0s1} & m_{s0s2} & m_{s0s3} & m_{s0s4} \\ m_{s1s0} & m_{s1s1} & m_{s1s2} & m_{s1s3} & m_{s1s4} \\ m_{s2s0} & m_{s2s1} & m_{s2s2} & m_{s2s3} & m_{s2s4} \\ m_{s3s0} & m_{s3s1} & m_{s3s2} & m_{s3s3} & m_{s3s4} \\ m_{s4s0} & m_{s4s1} & m_{s4s2} & m_{s4s3} & m_{s4s4} \end{bmatrix} \quad (\text{II.58})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} m_{r0r0} & m_{r0r1} & m_{r0r2} & m_{r0r3} & m_{r0r4} \\ m_{r1r0} & m_{r1r1} & m_{r1r2} & m_{r1r3} & m_{r1r4} \\ m_{r2r0} & m_{r2r1} & m_{r2r2} & m_{r2r3} & m_{r2r4} \\ m_{r3r0} & m_{r3r1} & m_{r3r2} & m_{r3r3} & m_{r3r4} \\ m_{r4r0} & m_{r4r1} & m_{r4r2} & m_{r4r3} & m_{r4r4} \end{bmatrix} \quad (\text{II.59})$$

$$[M_{sr}] = \begin{bmatrix} m_{s0r0} & m_{s0r1} & m_{s0r2} & m_{s0r3} & m_{s0r4} \\ m_{s1r0} & m_{s1r1} & m_{s1r2} & m_{s1r3} & m_{s1r4} \\ m_{s2r0} & m_{s2r1} & m_{s2r2} & m_{s2r3} & m_{s2r4} \\ m_{s3r0} & m_{s3r1} & m_{s3r2} & m_{s3r3} & m_{s3r4} \\ m_{s4r0} & m_{s4r1} & m_{s4r2} & m_{s4r3} & m_{s4r4} \end{bmatrix}, \quad [M_{rs}] = [M_{sr}]^t \quad (\text{II.60})$$

II.6.4. Equations mécaniques :

L'expression du couple électromagnétique est obtenue en divisant l'expression de la puissance magnétique par la vitesse de rotation ; on obtient ainsi :

$$C_{em} = \frac{\left(\frac{d}{dt} \vec{\Phi}_s \right) \vec{I}_s}{\Omega} = \frac{\left(\frac{d}{dt} \left([L_{ss}] \vec{I}_s + [M_{sr}] \vec{I}_r \right) \right) \vec{I}_s}{\Omega} \quad (\text{II.61})$$

Avec :

$$\Omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (\text{II.62})$$

En remplaçant cette équation dans l'expression (II.61) et en tenant compte que seule la matrice $[M_{sr}]$ qui dépend de la position θ ; on obtient ainsi l'expression du couple électromagnétique comme suit :

$$C_{em} = \vec{I}_s \frac{d[M_{sr}]}{d\theta} \vec{I}_r \quad (\text{II.63})$$

En appliquant le principe fondamental de la dynamique au niveau du rotor on obtient l'équation suivante :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + F.\Omega \quad (\text{II.64})$$

Tels que :

- C_r : désigne le couple résistant appliqué par une charge.
- J : désigne le moment d'inertie de la MASP.
- F : désigne le coefficient de frottement visqueux ou coefficient de friction.

Il faut souligner que la modélisation de la MASP dans la base naturelle dans le cas d'un fort couplage entre les différents enroulements n'est pas chose facile, d'où la nécessité de passer de la base naturelle vers une autre base où les contraintes de couplage sont éliminées. Pour se faire nous allons utiliser les matrices de changement de bases que nous avons obtenues [9].

II.7. Modélisation de la MASP dans la base de découplage :

Nous avons vu précédemment que les propriétés de circularité et de symétrie des matrices inductances nous ont permis de diagonaliser ces dernières dans l'espace euclidien en déterminant les valeurs propres et les vecteurs propres à coefficients réels ; ainsi la matrice de passage de la base naturelle vers la base de découplage qui est celle de la matrice de Concordia d'ordre 5 [7], [8], [9], [14].

II.7.1. Matrice de changement de base :

On rappelle que la matrice de passage de la base naturelle vers la base de découplage est la matrice de Concordia qui s'écrit de la manière suivante :

$$T = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{2\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{6\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.65})$$

Cette matrice a les propriétés suivantes :

- La matrice inverse est la même que sa transposée.
- Les matrices inductances diagonales peuvent s'écrire de la manière suivante :

$$[L]_{diag} = T.[L]T^t \quad (\text{II.66})$$

II.7.2. Transformation de PARK :

Il faut noter que la machine asynchrone est caractérisée par deux types de repères :

- Un repère statorique (fixe).
- Deux repères rotorique dont l'un est lié au champ tournant et l'autre lié à la partie tournante du rotor.

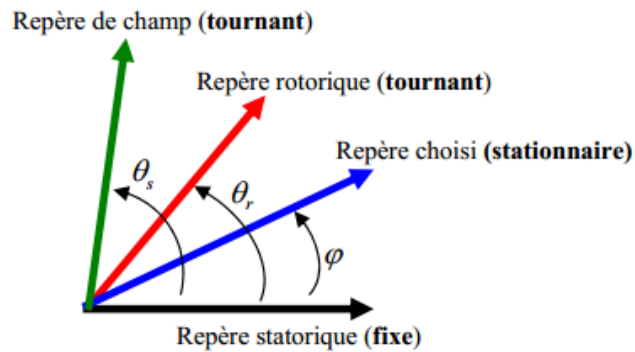


Figure II.4 : Repères d'une machine asynchrone [7].

Dans ce cas ; on choisit un repère stationnaire pour que les matrices inductances soient représentées dans un même repère ; décalé d'un angle φ par rapport au repère fixe de la Figure II.1. Par conséquent ; on obtient les matrices diagonales comme suit [7] :

$$[L_{ss}]_{diag} = \begin{bmatrix} L_{sf} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{5}{2}L_{sp} + L_{sf} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{sf} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{sf} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{5}{2}L_{sp} + L_{sf} \end{bmatrix} \quad (\text{II.67})$$

$$[L_{rr}]_{diag} = \begin{bmatrix} L_{rf} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{5}{2}L_{rp} + L_{rf} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{rf} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{rf} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{5}{2}L_{rp} + L_{rf} \end{bmatrix} \quad (\text{II.68})$$

$$[M_{sr}]_{diag} = [M_{rs}]_{diag} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{5}{2}M \cos(\theta) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{5}{2}M \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.69})$$

Ou :

- L_{sp} et L_{rp} : sont respectivement les inductances principales statoriques et rotoriques.
- L_{sf} et L_{rf} : sont respectivement les inductances de fuites statoriques et rotoriques.
- M : représente l'inductance mutuelle maximale entre un enroulement du stator et un autre du rotor.

On constate dans ce cas que la matrice M_{sr} est variable car elle dépend toujours de la position θ . Ainsi ; la matrice de Concordia ne reflète pas l'étude de la MASP du côté de M_{sr} . A cet effet ; pour un autre changement de base ; la relation matricielle deviendra indépendante de θ ; [7], [8], [13], [15] [16]. ; Ainsi on va représenter les matrices inductances dans un repère rotatif décalé d'un angle φ par rapport au repère statorique. Ce repère est obtenu en multipliant la matrice de Concordia par une matrice de rotation $[R]$ qui s'écrit de la manière suivante [7], [17], [18] :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \sin(\varphi) & 0 & 0 & 0 \\ -\sin(\varphi) & \cos(\varphi) & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.70})$$

En multipliant la matrice $[R]$ par la matrice de Concordia on obtient la matrice de passage $[P]$ qui est un repère rotatif décalé par l'angle φ du repère statorique. Cette est connue sous le nom de matrice de PARK [17], [18].

$$[P] = [R][T] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{8\pi}{5}\right) \\ -\sin(\varphi) & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{6\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{8\pi}{5}\right) \\ 1 & \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \cos\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{4\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{8\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{12\pi}{5}\right) & \sin\left(\frac{16\pi}{5}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

On remarque bien qu'à partir de la troisième ligne de la matrice de PARK; les composantes ne varient pas en fonction de φ . A cet effet ; on va prendre que les deux premières lignes de la matrice de PARK.

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} \cos(\varphi) & \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{4\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{6\pi}{5}\right) & \cos\left(\varphi - \frac{8\pi}{5}\right) \\ -\sin(\varphi) & -\sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{4\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{6\pi}{5}\right) & -\sin\left(\varphi - \frac{8\pi}{5}\right) \end{bmatrix}$$

Ainsi ; on déduit que la matrice de PARK nous a permis d'écrire les inductances dans un même repère rotatif et de passer d'un système pentaphasée fortement couplé vers un système diphasé (d,q) tout en conservant la puissance de la MASP [7].

Pour des raisons de simplifications ; on va choisir comme repère rotatif celui qui est lié au champ tournant en considérant $(\varphi = \theta_s)$ pour l'étude de la partie statorique et $(\varphi = \theta_r)$ quand il s'agit de la partie rotorique.

II.7.3. Equations électriques dans le repère diphasé :

On sait que les équations électriques dans la base naturelle s'écrivent de la manière suivante :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = [R_s] \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Phi}_s}{dt} \\ \vec{V}_r = [R_r] \vec{I}_r + \frac{d\vec{\Phi}_r}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.71})$$

En multipliant l'équation (II.71) par l'inverse de la matrice de PARK on obtient :

$$\begin{cases} [P(\theta_s)]^{-1} \vec{V}_{s(d,q)} = [R_s] [P(\theta_s)]^{-1} \vec{I}_{s(d,q)} + \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1} \vec{\Phi}_{s(d,q)}) \\ [P(\theta_r)]^{-1} \vec{V}_{r(d,q)} = [R_r] [P(\theta_r)]^{-1} \vec{I}_{r(d,q)} + \frac{d}{dt} ([P(\theta_r)]^{-1} \vec{\Phi}_{r(d,q)}) \end{cases} \quad (\text{II.72})$$

Pour obtenir des tensions dans le repère (d, q) on devra multiplier l'équation (II.71) par la matrice de PARK :

$$\begin{cases} \vec{V}_{s(d,q)} = [R_s] \vec{I}_{s(d,q)} + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1} \vec{\Phi}_{s(d,q)}) \\ \vec{V}_{r(d,q)} = [R_r] \vec{I}_{r(d,q)} + [P(\theta_r)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_r)]^{-1} \vec{\Phi}_{r(d,q)}) \end{cases} \quad (\text{II.73})$$

Cela implique que:

$$\begin{cases} \vec{V}_{s(d,q)} = [R_s] \vec{I}_{s(d,q)} + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1}) \vec{\Phi}_{s(d,q)} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{s(d,q)} \\ \vec{V}_{r(d,q)} = [R_r] \vec{I}_{r(d,q)} + [P(\theta_r)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_r)]^{-1}) \vec{\Phi}_{r(d,q)} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{r(d,q)} \end{cases} \quad (\text{III.74})$$

On a :

$$[P] \frac{d}{dt} ([P]^{-1}) = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.75})$$

L'équation (II.74) devient alors :

$$\begin{cases} \vec{V}_{s(d,q)} = [R_s] \vec{I}_{s(d,q)} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \vec{\Phi}_{s(d,q)} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{s(d,q)} \\ \vec{V}_{r(d,q)} = [R_r] \vec{I}_{r(d,q)} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \vec{\Phi}_{r(d,q)} + \frac{d}{dt} \vec{\Phi}_{r(d,q)} \end{cases} \quad (\text{II.76})$$

Telle que la valeur :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (\text{II.77})$$

Donc l'expression de chaque tension s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} \\ V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} - \omega \Phi_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} \\ V_{rq} = 0 = R_r I_{rq} + \omega \Phi_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} \end{cases} \quad (\text{II.78})$$

II.7.4. Equations magnétiques dans le repère diphasé :

On rappelle que les équations des flux dans la base naturelle s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_s = [L_{ss}] \vec{I}_s + [M_{sr}] \vec{I}_r \\ \vec{\Phi}_r = [L_{rr}] \vec{I}_r + [M_{rs}] \vec{I}_s \end{cases} \quad (\text{II.79})$$

En multiplie l'équation (II.79) par la matrice inverse de PARK :

$$\begin{cases} [P(\theta_s)]^{-1} \bar{\Phi}_{s(d,q)} = [L_{ss}] [P(\theta_s)]^{-1} \bar{I}_{s(d,q)} + [M_{sr}] [P(\theta_r)]^{-1} \bar{I}_{r(d,q)} \\ [P(\theta_r)]^{-1} \bar{\Phi}_{r(d,q)} = [L_{rr}] [P(\theta_r)]^{-1} \bar{I}_{r(d,q)} + [M_{rs}] [P(\theta_s)]^{-1} \bar{I}_{s(d,q)} \end{cases} \quad (\text{II.80})$$

Afin d'obtenir les flux dans le repère (d,q) ; on va multiplier l'équation (II.80) par la matrice de PARK :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_{s(d,q)} = [L_{ss}]_{diag} \bar{I}_{s(d,q)} + [P(\theta_s)] [M_{sr}] [P(\theta_r)]^{-1} \bar{I}_{r(d,q)} \\ \bar{\Phi}_{r(d,q)} = [L_{rr}]_{diag} \bar{I}_{r(d,q)} + [P(\theta_r)] [M_{rs}] [P(\theta_s)]^{-1} \bar{I}_{s(d,q)} \end{cases} \quad (\text{II.81})$$

On a :

$$[L_{ss}]_{diag} = [P(\theta_s)] [L_{ss}] [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.82})$$

$$[L_{rr}]_{diag} = [P(\theta_r)] [L_{rr}] [P(\theta_r)]^{-1} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.83})$$

$$[P(\theta_r)] [M_{rs}] [P(\theta_s)]^{-1} = [P(\theta_s)] [M_{rs}] [P(\theta_r)]^{-1} = \frac{5}{2} M \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.84})$$

En posant les grandeurs suivantes :

$$\begin{cases} L_m = \frac{5}{2} M \\ L_s = \frac{5}{2} L_{sp} + L_{sf} \\ L_r = \frac{5}{2} L_{rp} + L_{rf} \end{cases} \quad (\text{II.85})$$

L'équation (II.81) devient alors :

$$\begin{cases} \bar{\Phi}_{s(d,q)} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \bar{I}_{s(d,q)} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \bar{I}_{r(d,q)} \\ \bar{\Phi}_{r(d,q)} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \bar{I}_{r(d,q)} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \bar{I}_{s(d,q)} \end{cases} \quad (\text{II.86})$$

Ainsi l'expression de chaque flux s'exprime comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.87})$$

II.7.5. Equations mécaniques dans le domaine diphasé :

Dans la base naturelle ; on va montrer que la puissance instantanée de la MASP est calculée par le produit scalaire entre les tensions et les courants statoriques car le rotor est en court-circuit.

$$P(t) = V_{s0}I_{s0} + V_{s1}I_{s1} + V_{s2}I_{s2} + V_{s3}I_{s3} + V_{s4}I_{s4} \quad (\text{II.88})$$

En appliquant la transformation de PARK ; on aura :

$$P(t) = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} \quad (\text{II.89})$$

En remplaçant V_{sd} et V_{sq} par leurs expressions obtenues dans (II.78) on obtient :

$$P(t) = R_s(I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + \left(\frac{d}{dt} \Phi_{sd}I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{srd}I_{rd} \right) + (\Phi_{sd}I_{rd} - \Phi_{rd}I_{sd})\omega_s \quad (\text{II.90})$$

Tels que :

$R_s(I_{sd}^2 + I_{sq}^2)$: désigne les pertes joules statoriques.

$\left(\frac{d}{dt} \Phi_{sd}I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{srd}I_{rd} \right)$: désigne une variation d'énergie magnétique au niveau du stator qui est nulle en régime permanent.

$(\Phi_{sd}I_{rd} - \Phi_{rd}I_{sd})\omega_s$: désigne la puissance électromagnétique.

Le couple électromagnétique est obtenu en divisant la puissance électromagnétique par la vitesse de synchronisme :

$$C_{em} = \frac{(\Phi_{sd}I_{rd} - \Phi_{rd}I_{sd})\omega_s}{\Omega_s} = p(\Phi_{sd}I_{rd} - \Phi_{rd}I_{sd}) \quad (\text{II.91})$$

II.8. Conclusion :

Dans ce chapitre ; on a pu éliminer le couplage magnétique entre les 5 différentes phases des deux armatures (stator/rotor) de notre MASP en appliquant un formalisme vectoriel qui nous a permis de diagonaliser les matrices inductances et de passer de la base naturelle à la base de découplage [8].

A cet effet ; la circularité des matrices inductances nous a permis de diagonaliser ses dernières dans l'espace Hermitien (espace des nombres complexes) en trouvant les valeurs propres et les vecteurs propres pour pouvoir obtenir la matrice de passage de la base propre vers la base de découplage T [8], [9]. Ainsi on a obtenu les nouvelles matrices diagonales $[L_{ss}]_{\text{diag}}$, $[L_{rr}]_{\text{diag}}$, $[M_{sr}]_{\text{diag}}$ et $[M_{rs}]_{\text{diag}}$.

En plus de la circularité, les matrices $[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$ possèdent la propriété de symétrie par laquelle on a pu passer de l'espace Hermitien à l'espace Euclidien (espace des nombres réels), où on a obtenu les valeurs propres et les vecteurs propres réels ; ainsi la matrice de passage de Concordia d'ordre 5. Cette dernière nous a permis d'obtenir à la fin des matrices inductances diagonales à coefficients réels [7].

On a vu que les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ ne possèdent pas la propriété de symétrie car chaque coefficient de ces matrices dépend de la position de l'armature tournante (rotor) par rapport à l'armature fixe (stator). Dans ce cas pour passer de l'espace Hermitien vers l'espace Euclidien nous n'avons pris que la partie réelle des valeurs propres en éliminant la partie imaginaire ce qui nous a permis à la fin d'obtenir des matrices diagonales à coefficients réels.

Enfin, on a réussi à obtenir un modèle mathématique de la MASP en exploitant les propriétés de circularité et de symétrie des matrices inductances, ce qui nous a permis d'écrire les équations électriques, magnétiques et mécaniques dans un repère diphasée en éliminant les contraintes de couplage via la transformation de PARK qui représente un repère rotatif obtenu en multipliant la matrice $[R]$ par la matrice de Concordia. Il faut noter que cette dernière ne reflète pas l'étude du côté des inductances mutuelles entre stator et rotor qui malgré la diagonalisation ; elle dépendant toujours de la position θ .

Chapitre III :

**Simulation de la machine asynchrone
à 5 phases.**

III.1. Introduction :

La simulation numérique est devenue à l’heure actuelle le moyen privilégié pour les systèmes complexes. Il s’agit d’un outil puissant pour vérifier la validité de la conception durant ces premières étapes.

Plusieurs logiciels sont utilisés pour la simulation, on va utiliser le logiciel (Simulink/Matlab) pour la simulation de la machine asynchrone pentaphasé alimentée par un réseau pentaphasé de tension et un onduleur pentaphasée à commande MLI sinus triangulaire.

III.2. Alimentation de la MASP par un réseau pentaphasé :

III.2.1. Shémas d’une MASP alimenté par un réseau pentaphasé :

Les équations obtenues après la modélisation de la machine asynchrone pentaphasée, peuvent être employées afin d’établir un modèle de simulation sous Matlab selon les paramètres qu’on a choisi.

La simulation de ce modèle nous a permis d’obtenir les caractéristiques, du couple électromagnétique, de la vitesse de rotation, et du courant statorique. La figure III.1 présente l’alimentation d’une MASP par un réseau pentaphasé comme suit :

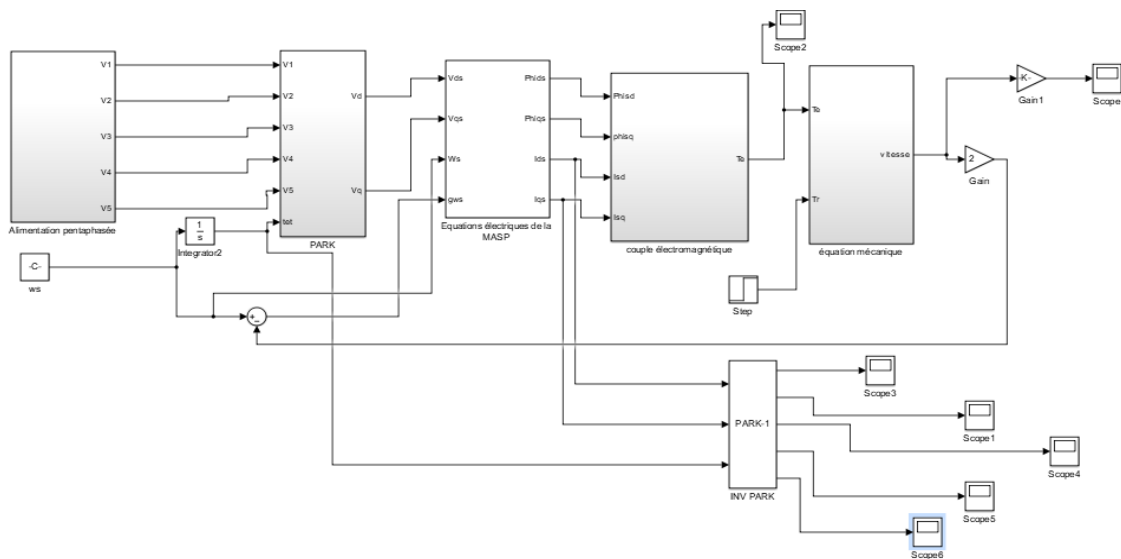


Figure III.1 : Alimentation d’une MASP par un réseau pentaphasé.

III.2.2. Résultats de la simulation :

La simulation du bloc de la Figure III.1 permet d’obtenir les figures suivantes :

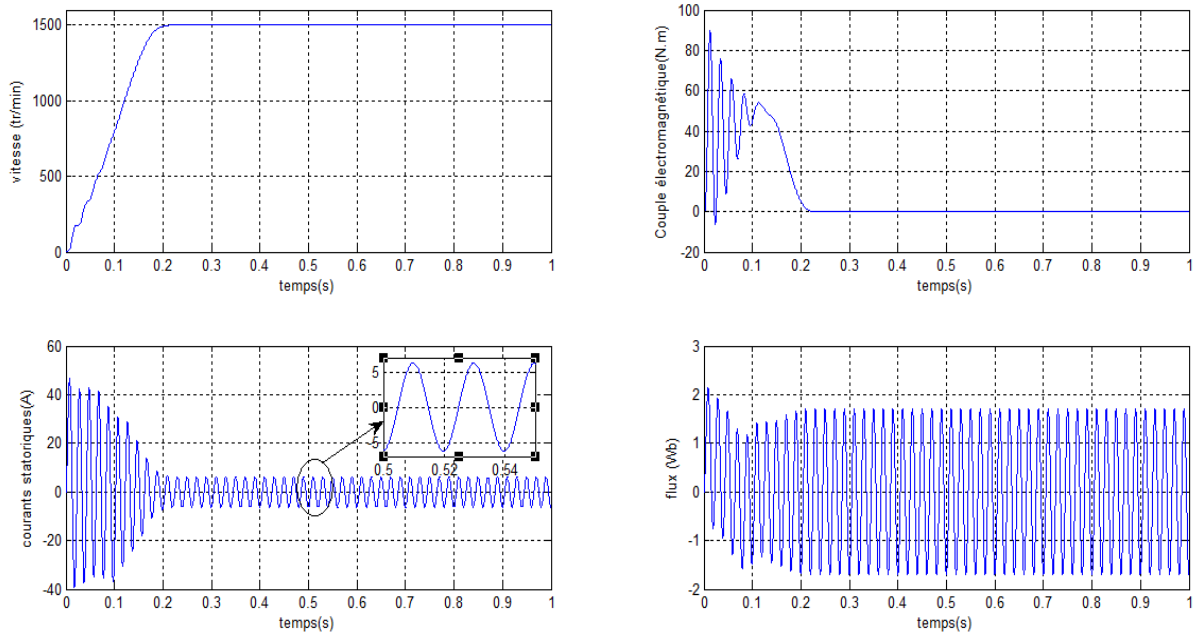


Figure III.2 : Résultats de la simulation de la MASP à vide.

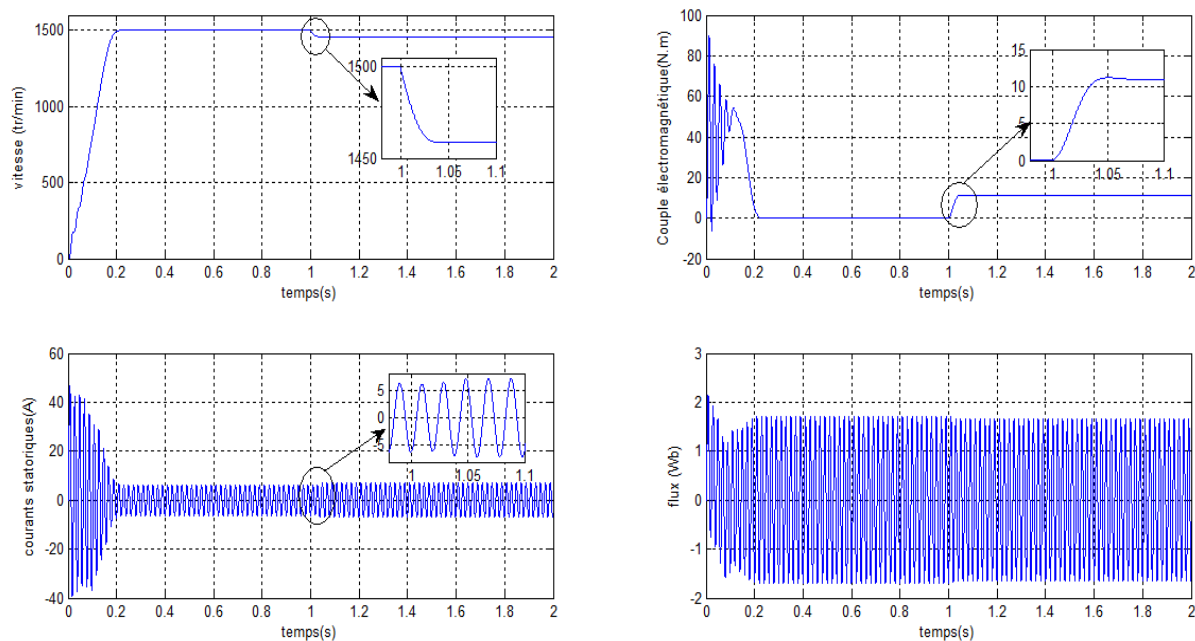


Figure III.3 : Résultats de la simulation de la MASP suivie d’une application d’un couple résistant ($C_r=11\text{N.m}$) à l’instant $t=1\text{s}$.

III.2.3. Interpretation des résultats :

La MASP est alimentée directement par un réseau pentaphasé équilibré de tension efficace 380 V et de fréquence 50 Hz. Les paramètres de la machine utilisée sont indiqués dans l’annexe (A).

Les résultats de la simulation de la MASP montrent qu’au régime transitoire la machine démarre d’une façon presque linéaire pendant un laps de temps très court ($t=0.2\text{s}$) à

cause du fort couple de démarrage pour atteindre une vitesse proche de celle de synchronisme ; c'est-à-dire la vitesse du champ tournant qui est égale à 1500tr/min ; d'après la figure III.2.

Le couple électromagnétique présente des oscillations qui atteignent une valeur maximale de 89 N.m, ces oscillations diminuent progressivement pour atteindre une valeur de 54 N.m à l'instant 0,1s. A partir de cette instant le couple commence à diminuer d'une manière presque linéaire pour atteindre une valeur presque nulle ($C_e=0,009$ N.m) qui est dû aux frottements au niveau de la machine.

On remarque que les courants statoriques présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 fois le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante.

Lors de l'application du couple de charge ($C_r=11$ N.m à $t=1$ s) la vitesse de la machine chute vers la valeur de 1458,5 tr/min d'après la figure III.3. Ainsi ; la MASP augmente son couple électromagnétique dans le but de compenser celui de la charge. En plus ; lors de son démarrage ; la MASP fait appel à un fort courant de démarrage ; environs 47 ampères ; qui dépasse le courant nominal. Ainsi, ce dernier diminue progressivement pour prendre une forme sinusoïdale et atteint une valeur de 6,2 ampères qui est la valeur nominale du courant de la MASP.

III.3. Alimentation de la MASP par un onduleur pentaphasé :

III.3.1. Modélisation générale de l'alimentation de la MASP :

L'alimentation pentaphasée de la MASP est assurée par un convertisseur d'électronique de puissance qui est destiné pour la variation de la vitesse de notre machine d'où l'appellation variateurs de vitesse. Ces variateurs de vitesse peuvent être des onduleurs s'ils sont branchés à une source de tension continue comme des panneaux photovoltaïques, batteries. Ils se comportent comme des onduleurs en cascade avec des redresseurs si la source initiale est une source de tension alternative par exemple ; des réseaux électriques, ou des groupes électrogènes,...).

Dans notre simulation ; on va considérer que la source initiale est un réseau électrique triphasé qui est une source de tension alternative. Ainsi ; l'alimentation de la MASP sera assurée par l'ensemble du système composés par les éléments suivants : réseau triphasé, redresseur triphasé, filtre RLC et un onduleur pentaphasé [4].

III.3.1.1. Réseau triphasé :

Le réseau électrique est une source de tension triphasée équilibrée. Ce réseau est constitué de trois phases dont l'amplitude et la fréquence sont égales mais décalées entre elles d'un angle de $\frac{2\pi}{3}$. Il est défini par le système suivant :

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin(\omega.t) \\ V_b = V_m \sin\left(\omega.t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_c = V_m \sin\left(\omega.t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{(III.1)}$$

Avec les grandeurs suivantes: $V_m = 220\sqrt{2}$, $\omega = 2.\pi.f$, $f = 50Hz$.

III.3.1.2. Redresseur triphasé :

Un redresseur est un convertisseur statique dont le rôle est de transformer l'énergie d'une source alternative en une énergie continue.

On va utiliser dans notre travail un redresseur triphasé à double alternances non commandé ; notamment ; les composantes de ce redresseur sont des diodes ; dont l'alimentation est assurée par le réseau décrit dans la partie suivant la figure III.4.

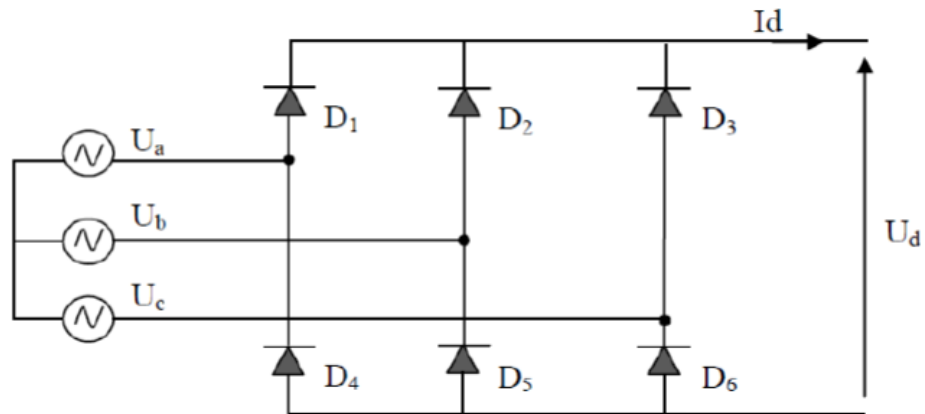


Figure III.4 : Représentation du redresseur triphasé non commandé [4].

Il faut noter que les diodes D1, D2 et D3 assurent l'allé du courant I_d tandis que les diodes D4, D5 et D6 assurent son retour. Ainsi ; la tension de sortie du redresseur est donnée par la formule suivante [4]:

$$U_d = \text{Max}[U_a, U_b, U_c] - \text{Min}[U_a, U_b, U_c] \quad \text{(III.2)}$$

Avec la valeur moyenne de cette tension est :

$$\bar{U}_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \dots \dots \dots \text{(III.3)}$$

Finalement la figure III.5 illustre la tension de sortie du redresseur comme suit :

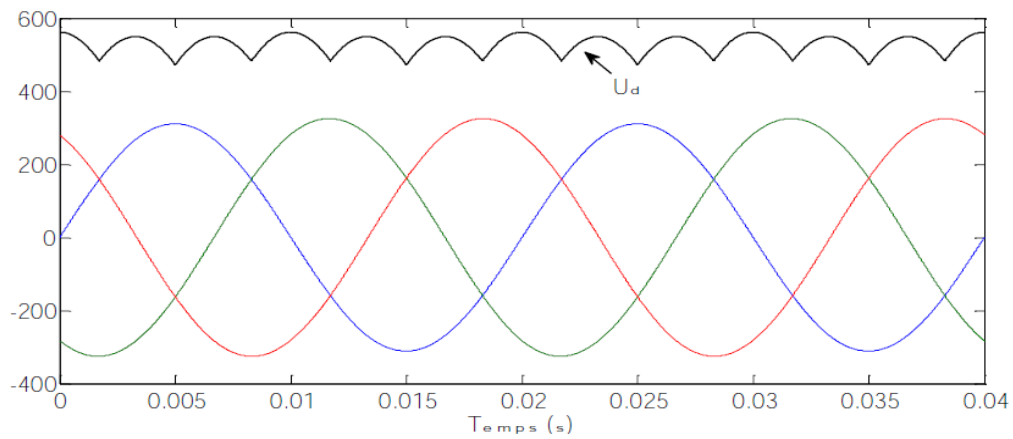


Figure III.5 : Représentation de la tension de sortie du redresseur triphasé [4].

III.3.1.3. Filtre R.L.C :

On insère un filtre RLC passe-bas entre le pont redresseur et l'onduleur de tension ; illustré par la figure III.6,

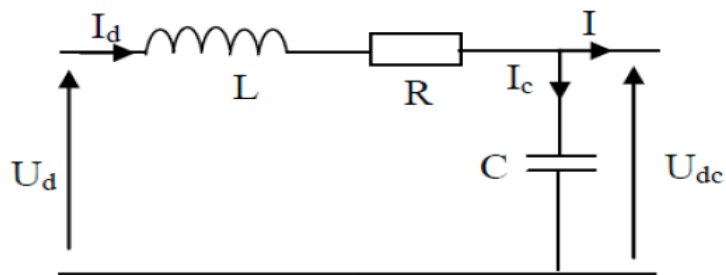


Figure III.6: Représentation du filtre R.L.C passe-bas [4].

L'application de la loi des mailles dans ce circuit nous donne l'équation suivante :

$$U_d(t) = U_R(t) + U_L(t) + U_{dc}(t) \tag{III.4}$$

Cela implique que :

$$U_d(t) = RI_d(t) + L \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \tag{III.5}$$

On sait que :

$$I_d(t) = C \frac{dU_{dc}}{dt} \tag{III.6}$$

En remplaçant I_d par son expression dans l'équation (III.5) ; on obtient :

$$U_d(t) = LC \frac{d^2U_{dc}(t)}{dt^2} + RC \frac{dU_{dc}(t)}{dt} + U_{dc}(t) \tag{III.7}$$

En appliquant la transformation de LAPLACE dans l'équation (III.7) ; on trouve :

$$U_d(S) = LCS^2 U_{dc}(S) + RCS U_{dc}(S) + U_{dc}(S) \quad (\text{III.8})$$

A partir de cette équation on obtient la fonction de transfert suivante :

$$\frac{U_{dc}(S)}{U_d(S)} = \frac{1}{LCS^2 + RCS + 1} \quad (\text{III.9})$$

On voit bien que c'est un filtre du second ordre dont la pulsation de coupure est la suivante :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (\text{III.10})$$

III.3.1.4. Onduleur pentaphasé :

L'onduleur est un convertisseur statique qui permet de transformer l'énergie d'une source continue en une énergie alternative. Il est constitué de cinq bras identiques dont chaque bras est constitué de deux interrupteurs montés en série. Ces derniers sont commandés et représentés par : les transistors ; et les diodes montés en tête bêche.

Ainsi ; l'onduleur utilisé dans notre travail ; est un onduleur à deux niveaux dont le schéma structurel est présenté par la figure III.7 comme suit :

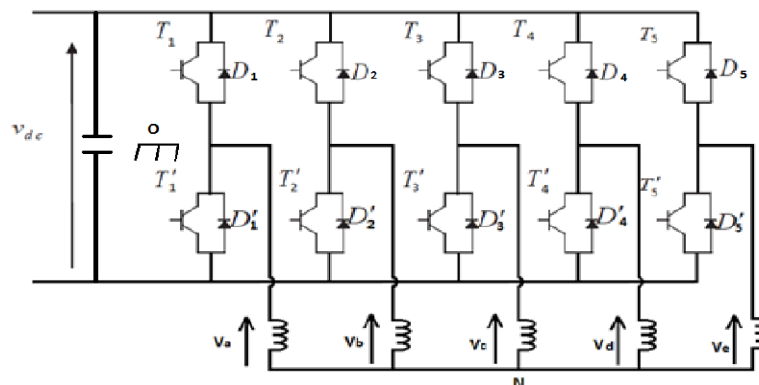


Figure III.7 : Schéma structurel de l'onduleur pentaphasé [3].

Les interrupteurs de chaque bras doivent être commandés de façon complémentaire afin d'éviter le court-circuit de la source d'une part et d'assurer la continuité de l'alimentation de la charge en courant alternatif d'autre part.

III.3.1.4.1. Hypothèses :

En raison de symétrie des bras de l'onduleur ; on peut simplifier l'étude de ce dernier en considérant les hypothèses suivantes [5], [7], [19] :

- On néglige la chute de tension aux bornes des interrupteurs.
- La commutation des interrupteurs est supposée instantanée.

- On considère une charge pentaphasée équilibrée couplée en étoile avec un neutre isolé.
- On considère que chaque couple transistor-diode est assimilé à un interrupteur bidirectionnel commandé.

III.3.1.4.2.Fonction d'état des interrupteurs :

Les états d'ouverture ou de fermeture des interrupteurs de l'onduleur sont définis par la fonction suivante : [3]

$$\begin{cases} F_k = 1 & \text{si } U_k \text{ est fermé et } U'_k \text{ est ouvert} \\ F_k = 0 & \text{si } U_k \text{ est ouvert et } U'_k \text{ est fermé} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Avec : k est le numéro du bras de l'onduleur (k=1, 2, 3, 4, 5)

III.3.1.4.3.Tensions simples de l'onduleur :

Les tensions entre chaque bras de l'onduleur et le point fictif (O) sont définies par les relations suivantes : [3]

$$\begin{cases} V_{AO} = V_{AN} + V_{NO} = F_1 \cdot U_{dc} \\ V_{BO} = V_{BN} + V_{NO} = F_2 \cdot U_{dc} \\ V_{CO} = V_{CN} + V_{NO} = F_3 \cdot U_{dc} \\ V_{DO} = V_{DN} + V_{NO} = F_4 \cdot U_{dc} \\ V_{EO} = V_{EN} + V_{NO} = F_5 \cdot U_{dc} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Sachant que U_{dc} est la tension d'entrée de l'onduleur. Cela implique que :

$$\begin{cases} V_{AN} = V_{AO} - V_{NO} \\ V_{BN} = V_{BO} - V_{NO} \\ V_{CN} = V_{CO} - V_{NO} \\ V_{DN} = V_{DO} - V_{NO} \\ V_{EN} = V_{EO} - V_{NO} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Il faut noter que : $V_{AN}, V_{BN}, V_{CN}, V_{DN}, V_{EN}$ forment un système pentaphasé équilibré autrement dit on a la relation algébrique suivante:

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} + V_{DN} + V_{EN} = 0 \quad (\text{III.14})$$

On aura donc :

$$V_{NO} = \frac{V_{AO} + V_{BO} + V_{CO} + V_{DO} + V_{EO}}{5} \quad (\text{III.15})$$

En remplaçant (III.15) dans (III.13) on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AN} = \frac{4V_{AO} - V_{BO} - V_{CO} - V_{DO} - V_{EO}}{5} \\ V_{BN} = \frac{-V_{AO} + 4V_{BO} - V_{CO} - V_{DO} - V_{EO}}{5} \\ V_{CN} = \frac{-V_{AO} - V_{BO} + 4V_{CO} - V_{DO} - V_{EO}}{5} \\ V_{DN} = \frac{-V_{AO} - V_{BO} - V_{CO} + 4V_{DO} - V_{EO}}{5} \\ V_{EN} = \frac{-V_{AO} - V_{BO} - V_{CO} - V_{DO} + 4V_{EO}}{5} \end{array} \right. \quad (\text{III.16})$$

En introduisant la tension U_{dc} et la fonction d'état des interrupteurs dans (III.16) ; on obtient ainsi les tensions simples de l'onduleur en fonction des signaux de la commande comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \\ V_{DN} \\ V_{EN} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \\ F_4 \\ F_5 \end{bmatrix} \quad (\text{III.17})$$

III.3.1.5. Commande de l'onduleur pentaphasée :

III.3.1.5.1. Commande MLI sinus-triangle :

Le principe de la commande MLI sinus-triangle consiste à comparer la tension de référence modulée avec la fonction porteuse triangulaire. L'intersection entre ces deux signaux détermine les instants de commutations des interrupteurs de l'onduleur.

Ainsi ; la commande MLI sinus-triangle est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- L'indice de modulation m qui représente le rapport entre la fréquence de la porteuse et celle de la tension de référence :

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}}$$

- Le taux de modulation r qui est défini par le rapport entre l'amplitude de la tension de référence V_{ref} et celle de la porteuse V_p :

$$r = \frac{V_{ref}}{V_p}$$

III.3.1.5.2. Algorithme de la commande MLI sinus-triangle :

L'algorithme de la commande MLI sinus-triangle pour un bras k de l'onduleur à deux niveaux est donné par la relation suivante :

$$\begin{cases} V_{ref} \geq V_p \Rightarrow V_k = U_{dc} \\ V_{ref} < V_p \Rightarrow V_k = 0 \end{cases} \quad (III.18)$$

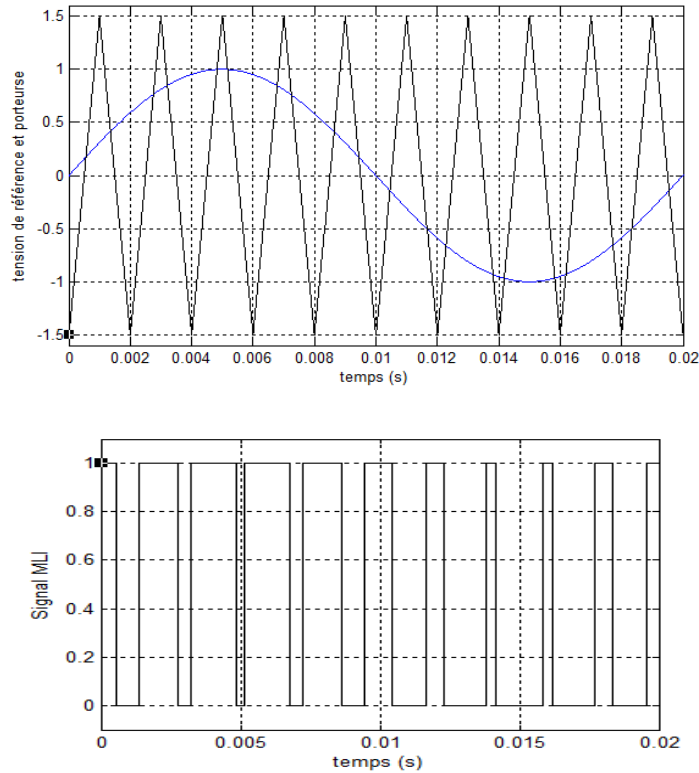


Figure III.8 : Stratégie de la commande MLI sinus-triangle.

III.3.1.6. Schéma de l'alimentation de la MASP par un onduleur à MLI sinus-triangle :

La figure (III.9) représente le principe du montage de l'association redresseur - filtre - onduleur - MAS alimenté par un réseau triphasé de fréquence (50Hz).

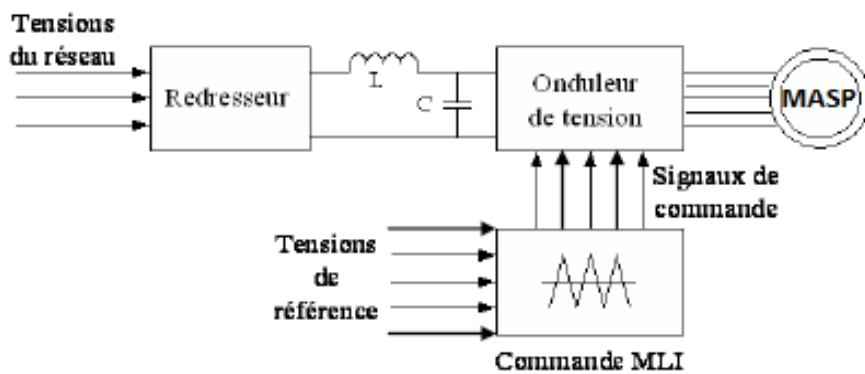


Figure III.9 : Alimentation de la MASP par un onduleur à MLI sinus-triangle.

III.3.2. Résultats de la simulation :

La simulation numérique de l'association convertisseur statique – MAS est donnée par les figures (III.10) et (III.11) :

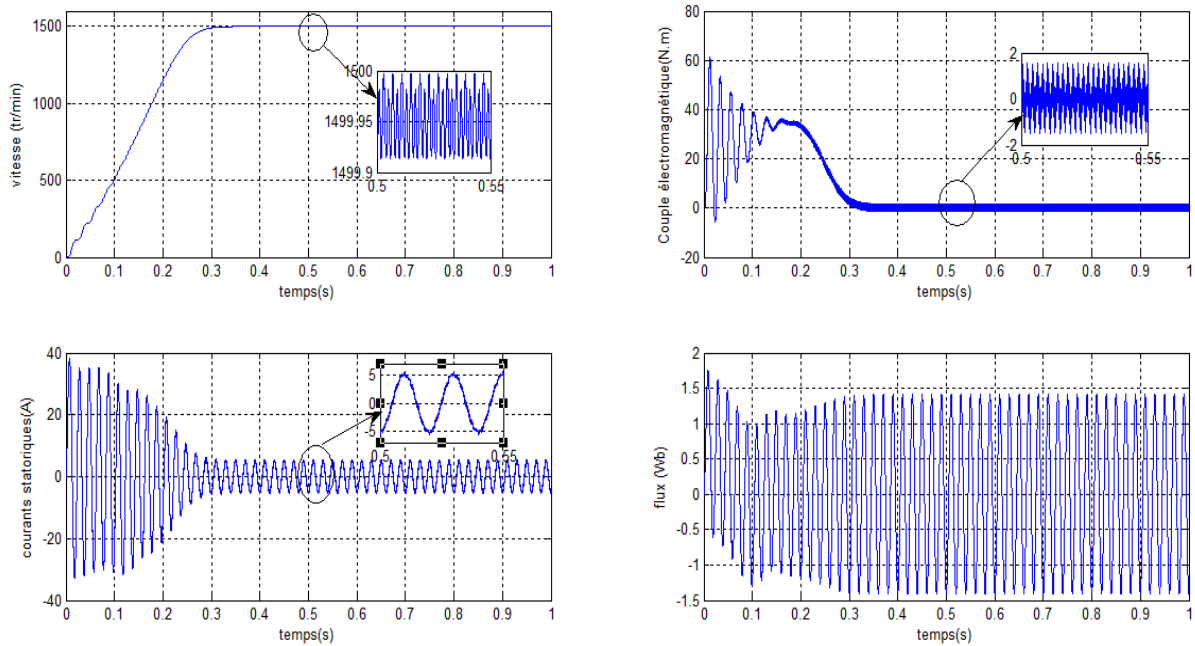


Figure III.10 : Résultats de l'alimentation de la MASP par un onduleur à commande MLI sinus-triangle à vide.

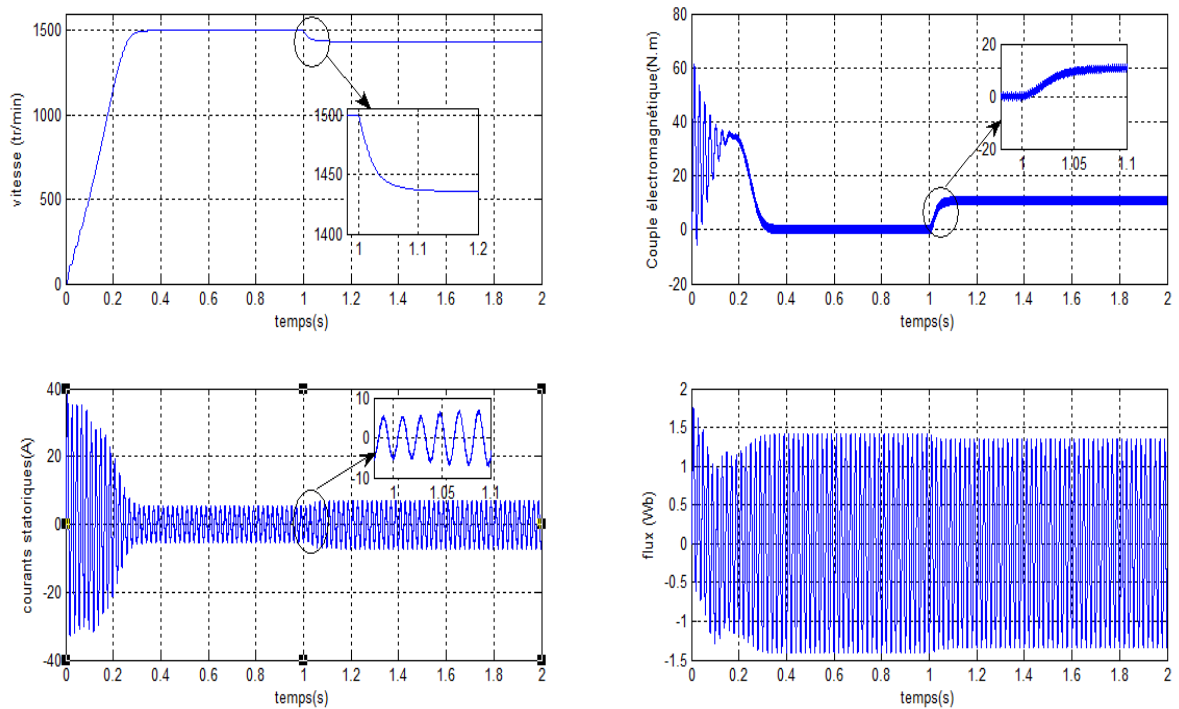


Figure III.11 : Résultats de l'alimentation de la MASP par un onduleur à commande MLI sinus-triangle à vide et suivie d'une application d'un couple de charge de 11N.m.

III.3.3. Interprétation des résultats :

A vide ; on observe une montée quasi linéaire de la vitesse lors du démarrage de la MASP jusqu'à atteindre une vitesse proche du synchronisme. L'application du couple de

charge fait diminuer la vitesse de rotation d'une façon permanente vu que le système de la MASP n'est pas commandé.

Il faut noter que ; dans le cas d'une alimentation par réseau ; la MASP fait appel à un fort couple de démarrage qui présente des oscillations de valeur maximale 61,5 N.m. Ces oscillations disparaissent à l'instant 0,2s et le couple diminue d'une manière quasi linéaire jusqu'à atteindre une valeur presque nulle (oscillations autour de zéro).

La diminution de la vitesse après l'application du couple de charge est accompagnée par l'augmentation du couple électromagnétique afin de compenser de celui appliqué par la charge. C'est la raison pour laquelle; la puissance de la MASP est constante.

On observe aussi un courant de démarrage assez élevé qui atteint une valeur de 38.5 Ampère puis il diminue pour prendre une forme sinusoïdale de valeur maximale de 5.55 Ampère. Ainsi ; on a une distorsion négligeable qui est causée par les harmoniques de l'onduleur.

Finalement on remarque bien que l'onduleur a assuré l'alimentation de la MASP qui est similaire à celle du réseau pentaphasé avec des ondulations acceptables. Ces dernières sont dues aux harmoniques de l'onduleur.

III.4.Conclusion :

Notre travail a mis en exergue la simulation de deux fonctionnements pour une machine asynchrone à cinq phases. La première consiste à alimenter la MASP directement par un réseau pentaphasé équilibré. Dans la deuxième simulation nous avons alimenté la MASP par l'ensemble : réseau triphasé-redresseur-filtre RLC et onduleur pentaphasé à commande MLI sinus-triangle.

En comparant les résultats obtenus par le réseau pentaphasé avec celui de l'onduleur pentaphasé, on constate bien que l'onduleur a pu assurer l'alimentation de la MASP avec des tensions quasi sinusoïdales ce qui nous a permis d'obtenir des courbes de vitesse, couple

électromagnétique, courants et flux similaires à celles du réseau pentaphasé. Ces résultats sont obtenus avec quelques distorsions dues aux harmoniques de l'onduleur qu'on peut négliger.

Conclusion générale :

Le travail présenté dans ce mémoire est une modélisation de la machine asynchrone pentaphasée en utilisant des outils mathématiques. Cette démarche nous a permis d'obtenir un modèle simplifié de la MASP par les équations électriques, magnétiques et mécaniques du système. Cette étude est complétée par une simulation de la machine sous le logiciel MATLAB (Simulink).

A cet effet ; on a calculé les valeurs et les vecteurs propres des matrices inductances statoriques, rotoriques et mutuelles de la MASP en utilisant des méthodes mathématiques à travers la réduction des endomorphismes. Ainsi ; on a calculé la matrice de passage de la base naturelle vers la base de découplage connu sous le nom de matrice de Concordia. On a obtenu un modèle simple de la MASP en utilisant la transformation de PARK qui permet le passage de la base naturelle pentaphasée en une base diphasée.

La première simulation a mis en exergue le bon fonctionnement de la MASP à vide et en charge avec des courbes des caractéristiques sans distorsion. Dans la deuxième démarche ou la machine est alimentée par le réseau ; on a obtenu les mêmes performances avec quelques distorsions négligeables qui sont dues aux harmoniques générées par l'onduleur

Comme perspectives de notre travail ; les recherches vont poursuivre dans les axes suivants :

- Reprendre l'étude présentée en changeant les onduleurs deux niveau par d'autres multi niveaux et convertisseurs de puissance tels que : les convertisseurs matriciels et les convertisseurs multicellulaires pour améliorer les formes d'ondes du courant et de la tension.
- Appliquer d'autres techniques de commande pour l'onduleur triphasé à MLI telles que : la MLI vectorielle...etc.
- L'application des techniques de commande telles que : la commande basée sur la commande vectorielle, la commande adaptative, les algorithmes génétiques, ...etc.
- Etudier la machine en régime dégradé.

Annexe :

Les paramètres de la machine asynchrone pentaphasée (MASP) utilisée dans ce mémoire sont les suivants :

- La puissance nominale : $P_n = 3KW$.
- La tension nominale efficace : $V_n = 380V$.
- Le courant nominal : $I_n = 3.6/6.2 A$.
- La fréquence nominale : $f_n = 50Hz$.
- Vitesse de rotation nominale : $\Omega_n = 1461tr/min$.
- Couple électromagnétique nominal : $C_{emi} = 40N.m$.
- Flux nominal : $\Phi_n = 1.16Wb$.
- Facteur de puissance : $\cos\varphi = 0.83$.
- Résistance statorique : $R_s = 2.47\Omega$.
- Résistance rotorique : $R_r = 1.8\Omega$.
- Inductance statorique : $L_s = 0.23H$.
- Inductance rotorique : $L_r = 0.23H$.
- Inductance mutuelle : $M = 0.226H$.
- Nombre de paires de pôles : $p = 2$.
- Moment d'inertie : $J = 0.05Kg.m^2$.
- Coefficient de frottements visqueux : $F = 0.00006Kg.m^2/s$.

Bibliographie :

- [1]. M. Hicham et M. Abdellatif. «**Commande d'une machine asynchrone pentaphasée alimentée par un convertisseur matriciel indirect.**», Mémoire de Master en génie électrique, université de Béjaia. 2016-2017.
- [2]. G. Hossam Dris. «**Commande par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à double étoile à base d'un régulateur glissant**» Mémoire de Master en génie électrique, université de M'sila, 2015-2016.
- [3] Z. Mohamed et Z. Lounis. «**Modélisation d'une machine asynchrone pentaphasée.** » Mémoire de Master en génie électrique, université de Tizi-Ouzou. Octobre 2015.
- [4] B.S. Boumediene. «**Études de différentes techniques de Commandes non linéaires à un moteur asynchrone à double étoile sans capteur de vitesse**» thèse de doctorat en électrotechnique. Université de Mascara. 2018-2019.
- [5] Fabrice LOCMET. «**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 de l'école polytechnique de Lille 2006.
- [6] E. Merabet, «**Amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone double étoile par les techniques de l'intelligence artificielle**», Thèse de doctorat de l'Université de Batna, 2012.
- [7] B. Boubakr, «**Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux avec une application sur la Machine Heptaphasée** » mémoire de Magister en automatique à l'école nationale polytechnique, Alger, Octobre 2010.
- [8] É. SEMAIL. «**Outils et Méthodologie d'Étude des Systèmes Électriques Polyphasés-Généralisation de la Méthode des Vecteurs d'Espace** », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Lille I. Juin. 2000.
- [9] E. ROBERT-DEHAULT. «**Modélisation Dynamique, Commande et Conception de Machines Pentaphasées Alimentées par des Onduleurs MLI** », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Nantes. Juin. 2005.
- [10] F. SCUILLER. «**Développement d'Outils de Conception de Machines Polyphasées à Aimants Utilisant l'Approche Multimachine** », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, École Nationale Supérieure D'Arts et Métiers de Lille (ENSAM). Déc. 2006.
- [11] J. CHATELAIN, «**Machines Électriques** », vol.2. Ed. Dunod. 1983.

- [12] X. KESTELYN. « **Modélisation Vectorielle Multimachines pour la Commande des Ensembles Convertisseurs-Machines Polyphasés** », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Lille I. Déc. 2003.
- [13] M. MERABTENE. « **Modélisation Dynamique et Commande d'une Machine Synchrones Double Étoile Alimentée par des Onduleurs MLI - Fonctionnement en Mode Normal et en Mode Dégrade** », Thèse de Doctorat en Génie Électrique, Université de Nantes. juillet 2005.
- [14] M.F. BENKHORIS, M. MERABTENE, F. MEYBODY-TABAR, B. DAVAT, E. SEMAIL, «**Approches de Modélisation de la Machine Synchrones Double Étoile Alimentée par des Onduleurs de Tension en Vue de la Commande**», RIGE, pages 5-6, vol.6, 2003.
- [15] S. GATARIC. «**A Polyphase Cartesian Approach to Control of Polyphase AC Machines**», Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy. oct. 2000.
- [16] E. LEVI, M. JONES, S.N. VUKOSAVIC « **Even-Phase Multi-Motor Vector Controlled drive with Single Inverter Supply and Series Connection of Stator Windings**», IEE Proceedings - Electric Power Applications (Volume: 150 , Issue: 5 , page(s): 580 - 590,9 Sept. 2003).
- [17] E. LEVI, M. JONES, S.N. VUKOSAVIC, H.A. TOLYAT. «**A Novel Concept of a Multiphase, Multimotor Vector Controlled Drive System Supplied From a Single Voltage Source Inverter**», IEEE Transactions on Power Electronics (Volume: 19 , Issue: 2 , page(s): 320 - 335 March 2004).
- [18] E. LEVI, M. JONES, S.N. VUKOSAVIC, H.A. TOLYAT, «**A Five-Phase TwoMachine Vector Controlled Induction Motor Drive Supplied from a Single Inverter**», EPE, Volume 14, Issue 3, pages 38-48, August 2004.
- [19] C.Benzazah, M. Ait Lafkih « **Etude comparative entre deux topologies d'onduleurs triphasés, classique à 2-niveaux et NPC à 3-niveaux avec deux différentes méthodes de commande MLI-ST et SWM** » International Journal of Innovation and Applied Studies, Vol. 9 No, pages. 841-852, 2 Nov 2014,.

Résumé :

Ce mémoire est consacré à l'étude et modélisation d'une machine asynchrone à 5 phases où nous avons présenté dans le premier chapitre les différents types de machines polyphasées, leur principe de fonctionnement ainsi que leurs avantages et inconvénients. Dans le deuxième chapitre nous avons exploité différents outils mathématiques ainsi que des lois de l'électrotechnique appliquée aux machines électriques où nous avons pu obtenir un modèle mathématique simple de la MASP et ce en éliminant les contraintes de couplage entre les différents enroulements de cette dernière en appliquant la transformation de PARK. A travers cette modélisation nous avons pu dans le troisième chapitre faire deux simulations de la MASP à travers l'outil Simulink, la première consiste à alimenter la MASP avec un réseau pentaphasé équilibré et la deuxième avec un onduleur à MLI sinus-triangle où nous avons réussi à visualiser les différentes courbes caractérisant la MASP (vitesse, Couple, Courant et flux).

Mots clés : Machine asynchrones à 5 phases, onduleur pentaphasée, transformation de PARK

Abstract:

The work presented in this memory is the study and modeling of a five-phase asynchronous machine where we presented in the first chapter the different types of polyphase asynchronous machines, how they operate, their advantages and disadvantages. In the second chapter of this memory we used mathematical tools and many laws of electricity in order to obtain a simple model of a five-phase asynchronous machine. To get this model, we needed to eliminate coupling constraints between the five phases of our machine, so we applied the PARK transformation which allowed us to get simple equations of a five-phase asynchronous machine (speed, electromagnetic torque, currents and fields). In the third and last chapter we used the results that we obtained in the second chapter to make two simulations of a five-phase asynchronous machine using Simulink software. In the first simulation we powered our machine with a five-phase network and in the second one we used a five-phase inverter and we saw that the results that we obtained by the inverter are almost the same as a five-phase network, except that with the inverter we saw distortions in the results due to the harmonics generated by this inverter.

Key words: five-phase asynchronous machine, five-phase inverter, PARK transformation.

ملخص:

تهدف هذه الأطروحة المتكونة من ثلاث (03) فصول الى دراسة ونمذجة محرك لا تزامني ذو خمسة أطوار حيث تطرقنا خلال فصلها الأول الى أهم أنواع المحركات اللاتزامنية متعددة الأطوار، مبدأ عملها و أهم مميزاتها. في الفصل الثاني من هذه الأطروحة تمكنا من الحصول على نموذج بسيط للمحرك اللاتزامني ذو خمسة أطوار و ذلك من خلال استخدامنا لقوانين رياضية (تحويل PARK) و مجموعة من العلاقات في مجال المحركات الكهربائية التي من خلالها تمكنا من إستنتاج المعادلات المميزة للمحرك اللاتزامني ذو خمسة أطوار (السرعة، العزم الكهرومغناطيسي، التيار الكهربائي و التدفق). أمّا في الفصل الثالث و اعتماداً على المعادلات المتحصل عليها فيما سبق و على البرمجية Simulink قمنا بمحاكاة المحرك اللاتزامني ذو خمسة أطوار و ذلك بتغذية هذا الأخير عن طريق شبكة كهربائية خماسية الأطوار ثم عن طريق عاكس خماسي الأطوار و تحصلنا في الأخير على منحنيات (السرعة، العزم الكهرومغناطيسي، التيار الكهربائي و التدفق) متشابهة في كلتا الحالتين مع ظهور بعض التموجات خلال تغذية المحرك بالعاكس و التي يمكن الإستغناء عنها.

الكلمات المفتاحية: محرك لا تزامني ذو خمسة أطوار، عاكس خماسي الأطوار،

تحويل PARK.