

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER EN  
GENIE ELECTRIQUE

**Specialite** : Electromecanique

**N° d'ordre** : ELM-

Réaliser par :

- Mohamed Saghir Mohamed Biyé
- Mohamed Mohamed Mahmoud Amar Vall

## THEME

---

# Commande et modélisation d'un moteur asynchrone triple étoile (MASTE)

---

RAHALI HILAL	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Président
BELHAMDI SAAD	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Encadreur
hellali lallouani	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Co-Encadreur
bahiddine Miloud	Université Mohamed Boudiaf de M'Sila	Examinateur

**Année universitaire : 2023/2024**

# بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

## Dédicaces

*À mes chers parents, mes inspirateurs et mes compagnons de voyage dans la vie,*

*Je vous remercie pour votre soutien constant et votre amour illimité,*

*Pour vos encouragements à chaque étape,*

*Pour votre patience face à mes efforts et votre endurance face aux difficultés de mon chemin.*

*À mes frères et sœurs bien-aimés, mes amis à chaque instant,*

*Je vous remercie pour votre présence dans ma vie,*

*Pour votre amour et votre dévouement,*

*Pour votre compréhension de mes états d'âme et votre soutien indéfectible en tout temps.*

*À tous ceux qui ont contribué à la réalisation de ce travail, des professeurs respectés et des collègues inspirants,*

*Je vous remercie pour tout ce que vous avez apporté,*

*Pour votre savoir et vos précieux conseils,*

*Pour vos encouragements à poursuivre l'excellence et la créativité.*

*Et à tous ceux qui aiment la science et s'efforcent de servir l'humanité,*

*Je vous souhaite le succès et la réussite,*

*Que Dieu vous facilite le chemin du bien et de l'utilité.*

## *Remerciements*

*Je tiens à exprimer ma profonde gratitude à toutes les personnes qui ont contribué à la réalisation de ce travail de recherche.*

*En premier lieu, je remercie chaleureusement mon encadrant, le Dr. BELHAMDI et Dr. Lallouani pour son soutien indéfectible, ses conseils avisés et sa patience tout au long de ce parcours. Sa rigueur scientifique et sa disponibilité ont été des éléments déterminants dans l'aboutissement de cette thèse.*

*Je souhaite également remercier tous les enseignants et le personnel administratif de l'université Mohamed Bouafia - M'sila pour leur soutien et leur aide précieuse durant ces années d'études.*

*Un merci spécial à ma famille, pour leur amour, leur soutien moral et leurs encouragements constants, sans lesquels je n'aurais pas pu mener à bien ce travail.*

*Enfin, je remercie mes amis et collègues pour leur soutien, leurs conseils et les moments de convivialité partagés, qui ont rendu ce voyage académique enrichissant et mémorable.*

*Merci à tous ceux qui ont cru en moi et m'ont accompagné dans cette aventure académique.*

<b>Liste des figures.....</b>	<b>I</b>
<b>liste des abréviations .....</b>	<b>III</b>
INTRODUCTION GÉNÉRALE.....	1
<b>chapitre I. Généralité sur les machines asynchrones polyphasées .....</b>	<b>.....</b>
I-1 INTRODUCTION.....	2
I-2 RAPPELS SUR LES MACHINES POLYPHASÉES .....	2
I-3 MACHINES POLYPHASÉES DE TYPE 1 : .....	2
I-4 MACHINES POLYPHASÉES DE TYPE 2.....	3
I-5 AVANTAGES DES MACHINES POLYPHASÉES .....	4
I-6 INCONVÉNIENTS DES MACHINES POLYPHASÉES .....	5
I-7 CONCLUSION.....	5
<b>chapitre II. Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile .....</b>	<b>.....</b>
II.1 INTRODUCTION.....	6
II-2 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MACHINE ASYNCHRONE .....	6
II-2.1 hypothèses simplificatrices .....	7
II-2.2 description de la machine asynchrone à multi-étoile.....	8
II-3 MODÈLE TRIPHASÉ DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPLE ÉTOILE.....	9
II-3.1 équations électriques.....	9
II-3.2 équations magnétiques :.....	10
II-4 TRANSFORMATION DE PARK .....	12
II-5 EQUATION MÉCANIQUE DE LA MACHINE DANS LA BASE PROPRE :.....	17
II-6 MODÉLISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MASTE .....	22
II-6.1 introduction : .....	22
II-6.2 onduleur de tension à deux niveaux : .....	23
II-6.3 commande mli de l'onduleur :.....	25
II-6.4 association de la maste avec l'onduleur de tension : .....	27
III. SIMULATION ET INTERPRÉTATIONS DE RÉSULTAT DE LA MASTE.....	28
III.1. Cas d'un modèle de la machine asynchrone triple étoile sans onduleur :.....	28
III.2. Cas d'un modèle de la machine asynchrone triple étoile avec onduleur :.....	34
II-7 CONCLUSION.....	40

<b>chapitre III. Commande vectorielle PI appliqué aux moteur asynchrone triple étoile .....</b>	<b>.....</b>
III-1 INTRODUCTION : .....	41
III-2 COMMANDE VECTORIELLE .....	41
III-2 .1 principe de commande vectorielle.....	41
III-3 STRATÉGIES DE COMMANDE : .....	45
III-3.1 commande vectorielle directe : .....	45
III-3.2 commande vectorielle indirecte : .....	45
III-4 DÉCOUPLAGE PAR COMPENSATION : .....	45
III-5 SYNTHÈSE DES RÉGULATEURS PI : .....	48
III-5.1 régulateurs des courants :.....	49
III-5.2 régulateur PI de vitesse :.....	51
III-6 BLOC DE DÉFLUXAGE :.....	52
III.7 PRÉSENTATION DES RÉSULTANTS DE SIMULATION : .....	53
III. 7 .1 simulation avec la charge : .....	53
III. 7.2 simulation avec variation de la charge :.....	55
<b>conclusion générale .....</b>	<b>59</b>
<b>annexe.....</b>	<b>.....</b>
<b>références bibliographiques.....</b>	<b>.....</b>
<b>résumé : .....</b>	<b>.....</b>

## Liste des figures

### Chapitre I

Figure I. 1 : Machine polyphasées de type 1 .....	3
Figure I. 2 : Machines polyphasées de type 2 .....	4

### Chapitre II

Figure II. 1 : Schéma des enrôlements statoriques et rotoriques de la machine MASME .....	8
Figure II. 2 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	23
Figure II. 3 : Association de la MASTE avec les trois onduleurs MLI.....	28
Figure II. 4 : Evolutions des caractéristiques de la machine asynchrone à triple étoile à vide.....	31
Figure II. 5 : Evolutions des caractéristiques de la machine asynchrone à triple étoile en charge .....	34
Figure II. 6 : Evolutions des caractéristiques de la machine asynchrone à triple étoile avec onduleur vide.....	37
Figure II. 7 : Evolutions des caractéristiques de la machine asynchrone à triple étoile avec onduleur charge ...	39

### Chapitre III

Figure III. 1 : Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu. .....	42
Figure III. 2 : Illustration de l'orientation du flux statorique. ....	42
Figure III. 3 : Techniques de commande vectorielle de la MAS .....	43
Figure III. 4 : Principe de l'orientation du flux (rotorique, statorique, entrefer). ....	44
Figure III. 5 : Reconstitutions des tensions $V_{s1d}$ , $V_{s2d}$ , $V_{s3}$ , $V_{s1q}$ , $V_{s2q}$ et $V_{s3q}$ .....	46
Figure III. 6 : Commande découplé – expression de $I_{s1d}$ , $I_{s1q}$ , $I_{s2d}$ , $I_{s2q}$ , $I_{s3d}$ et $I_{s3q}$ .....	47
Figure III. 7 : Schéma fonctionnel du système asservi du premier ordre régulé par un PI. .... <b>Error! Bookmark not defined.</b>	
Figure III. 8 : Boucle de régulation du courant .....	49
Figure III. 9 : Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de la vitesse. ....	50
Figure III. 10 : Schéma de la commande .....	51

Figure III. 11 : Simulations avec la charge ..... 54

Figure III. 12 : Simulations avec variation de la charge ..... 56

Figure III. 13 : Simulations avec variation de vitesse..... 58

## Liste des abréviations

<b>DFOC</b>	: Commande vectorielle directe par orientation de flux (Direct field oriented control).
<b>IGBT</b>	: Transistor bipolaire à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor).
<b>MASTE</b>	: Machine Asynchrone triple Etoile.
<b>MLI</b>	: Modulation de largeur d'Impulsion.
<b>PI</b>	: Proportionnel Intégral.
<b>SVM</b>	: MLI vectorielle (Space vector modulation).
<b>A</b>	: L'angle de décalage entre les deux étoiles.
<b>A, B, C</b>	: Indices correspondants aux trois phases a, b, c.
<b>r</b>	: Indices correspondants au rotor.
<b>S1</b>	: Indices correspondants au l'étoile 1.
<b>S2</b>	: Indices correspondants au l'étoile 2.
<b>S3</b>	: Indices correspondants au l'étoile 3.
<b>d - q</b>	: Axe direct (en quadrature).
<b>Rs1, Rs2, Rs3</b>	: Résistances d'une phase de l'étoile 1, l'étoile 2 et l'étoile 3.
<b>Rr</b>	: Résistance d'une phase du rotor.
<b>Ls1, Ls2, Ls3, Lr</b>	: Inductances de fuite des enroulements statorique et rotorique.
<b>Lms , Lmr , Msr</b>	: Valeur maximale des inductances mutuelles.
<b>[Vsabc1]</b>	: vecteur de tension de l'étoile 1.
<b>[Vsabc2]</b>	: vecteur de tension de l'étoile 2.
<b>[Vsabc3]</b>	: vecteur de tension de l'étoile 3.
<b>[<math>\Phi_{sabc 1}</math>]</b>	: vecteurs de flux total de l'étoile 1.
<b>[<math>\Phi_{sabc 2}</math>]</b>	: vecteurs de flux total de l'étoile 2.
<b>[<math>\Phi_{sabc 3}</math>]</b>	: vecteurs de flux total de l'étoile 3.
<b>[Isabc 1]</b>	: vecteur de courant de l'étoile 1.
<b>[Isabc 2]</b>	: vecteur de courant de l'étoile 2.
<b>[Isabc 3]</b>	: vecteur de courant de l'étoile 3.
<b>J</b>	: Moment l'inertie.
<b>Cem</b>	: Couple électromagnétique.
<b>Cr</b>	: Couple résistant.
<b>[<math>P_p(\theta_{s1})</math>]</b>	: Transformation de Park : $X_s a,b,c \rightarrow X_s d,q$ et $X_r a,b,c \rightarrow X_r d,q$ .
<b><math>\Phi_m</math></b>	: flux d'entrefer.
<b><math>\Phi_r</math></b>	: flux rotorique.
<b><math>\Phi_s</math></b>	: flux statorique.
<b>Kf</b>	: Coefficient de frottement.
<b><math>\theta_0</math></b>	: Position initiale du rotor par rapport au l'étoile 1.
<b>Lm</b>	: L'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.
<b>p</b>	: Nombre de paires de pôles.
<b>g</b>	: Glissement.
<b>m</b>	: Indice de modulation.
<b>R</b>	: coefficient de réglage en tension.
<b>Sa, Sb, Sc</b>	: Etats des interrupteurs de l'onduleur à deux niveaux.
<b>Sa1, Sa2, Sa3, Sb1, Sb2, Sb3, Sc1, Sc2, Sc3</b>	: Etats des interrupteurs de l'onduleur à deux niveaux.
<b>Kp</b>	: Gain de l'action proportionnelle.
<b>Ki</b>	: Gain de l'action intégrale.
<b><math>\Omega</math></b>	: Vitesse mécanique du rotor.
<b><math>\Omega_{gl}</math></b>	: Pulsation électrique de glissement.

- $\Omega_r$**  : Pulsation électrique rotorique.  $\omega_s$  : Pulsation électrique statorique.  
 **$\Omega_m$**  : Pulsation mécanique.  
 **$X$**  : Grandeur de référence.  
 **$\hat{x}$**  : Grandeur estimée.  
 **$e$**  : Erreur.  
 **$D_e$**  : La dérivée de l'erreur.  
 **$A_{\mu\sim}$**  : La fonction d'appartenance tridimensionnelle.  
 **$K_e$  et  $K_{de}$**  : Les gains de normalisation.  
 **$q_\alpha$**  : *Nombre équivalent de phase*  
 **$f$**  : la fréquence d'alimentation.  
 **$\tau$**  : la constante de temps dans la boucle interne.  
 **$S$**  : est l'opérateur de Laplace.  
 **$D(S)$**  : Correspond à un système du second ordre par identification à la forme canonique.  
 **$\varepsilon$  et  $W_n$**  : Respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation propre du système non amorti.

### Introduction Générale

La machine asynchrone triphasée classique présente certaines limites, notamment en termes de segmentation de la puissance et de fiabilité en cas de défaut d'une ou plusieurs phases. Pour pallier ces inconvénients, les machines électriques polyphasées, et plus particulièrement la machine asynchrone triple-étoile (MASTE), connaissent un intérêt croissant dans l'industrie de l'énergie électrique. En effet, leur structure particulière permet d'accroître la fréquence des ondulations de couple et d'augmenter la fiabilité globale du système en cas de défaillance partielle.

Les recherches antérieures ont permis de mettre en évidence les avantages des machines polyphasées, mais leur exploitation optimale nécessite une modélisation précise de leur fonctionnement. C'est dans ce contexte que s'inscrit ce travail de recherche, motivé par la volonté de développer des modèles performants pour la MASTE afin d'en maîtriser la commande et répondre aux exigences des applications industrielles modernes en termes d'entraînements à vitesse variable et à hautes performances dynamiques. [Hel 20]

Les questions de recherche abordées portent sur la modélisation mathématique de la MASTE en régime dynamique, la représentation de son système d'alimentation, ainsi que sur l'implémentation de stratégies de commande adaptées, telles que la commande vectorielle largement utilisée pour les machines asynchrones triphasées.

La commande des machines à courant alternatif est aujourd'hui une réalité industrielle. Depuis les années 1980, de nombreux laboratoires de recherche se sont penchés sur ce thème. Le problème des variateurs de vitesse est très important dans toutes les applications nécessitant la transformation d'une énergie électrique en énergie mécanique.

L'algorithme de commande le plus populaire est la commande vectorielle (FOC). Le FOC a permis à la commande de la machine asynchrone de connaître une véritable révolution. L'idée de base du FOC est de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique [Saa 14].

# **CHAPITRE I. Généralité sur les machines asynchrones polyphasées**

## I-1 INTRODUCTION

Les machines polyphasées sont de plus en plus courantes dans l'industrie de l'énergie électrique. La croissance actuelle de la consommation d'énergie électrique et des applications électriques à haute puissance a conduit à l'utilisation de machines polyphasées pour la segmentation de la puissance. Le principal avantage que nous obtenons avec une telle machine est l'augmentation de la fréquence des ondulations de couple qui peuvent être plus facilement filtrées par la charge mécanique. De plus, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue et permet de fonctionner avec une ou plusieurs phases en défaut. [Bra20]

Dans ce chapitre, nous rappelons les machines polyphasées, et les avantages et les inconvénients de ces machines.

## I-2 Rappels sur les machines polyphasées

Les machines polyphasées sont utilisées dans les applications de forte puissance, qui est une machine avec un enroulement de stator composé de plus de trois phases. L'idée est de diviser la puissance totale en plusieurs phases, de manière à obtenir une puissance nominale par phase réduite, permettant ainsi l'utilisation des dispositifs à semi-conducteurs de puissance actuellement disponibles. À mesure que le nombre de phases augmente, il est possible de répondre à des demandes de puissance plus élevées. Cependant, certains aspects concernant l'utilisation de disques polyphasés pour des applications à forte puissance, tels que la topologie de convertisseur requise, la stratégie de contrôle du convertisseur.etc. [Hel20]

Suivant le nombre des phases statoriques et ou non un multiple de trois, on distingue habituellement deux types de machines polyphasées, que l'on nommera "machines polyphasées de Type 1" et "machines polyphasées de Type 2". De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois. [Had20]

## I-3 Machines polyphasées de type 1 :

Les machines polyphasées de type 1 sont des machines dont le nombre de phase multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en  $n$  étoiles triphasées :  $q = 3i$  ( $i = 1, 2, 3, 4, 5 \dots$ ). Ses machines sont également connues sous l'appellation machines multi-étoiles. Ce type de machine est distingué à plusieurs configurations possibles, à savoir pour un nombre donné de phases suivant le décalage angulaire  $\alpha$  entre deux bobines adjacentes, en effet, une machine double étoile ( $q = 6$ ) dont les étoiles sont décalées de  $\alpha = \pi/6$  a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont

décalées de  $\alpha = \pi/3$  [Had 01] [Ben 10]. Pour pouvoir faire la différence entre les configurations possibles, on introduit un terme appelé le nombre de phases équivalent qui est défini comme suit :  $q_\alpha : \pi / \alpha = (I.1)$   
 Avec  $\alpha$  désigne le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes [Rah 20]

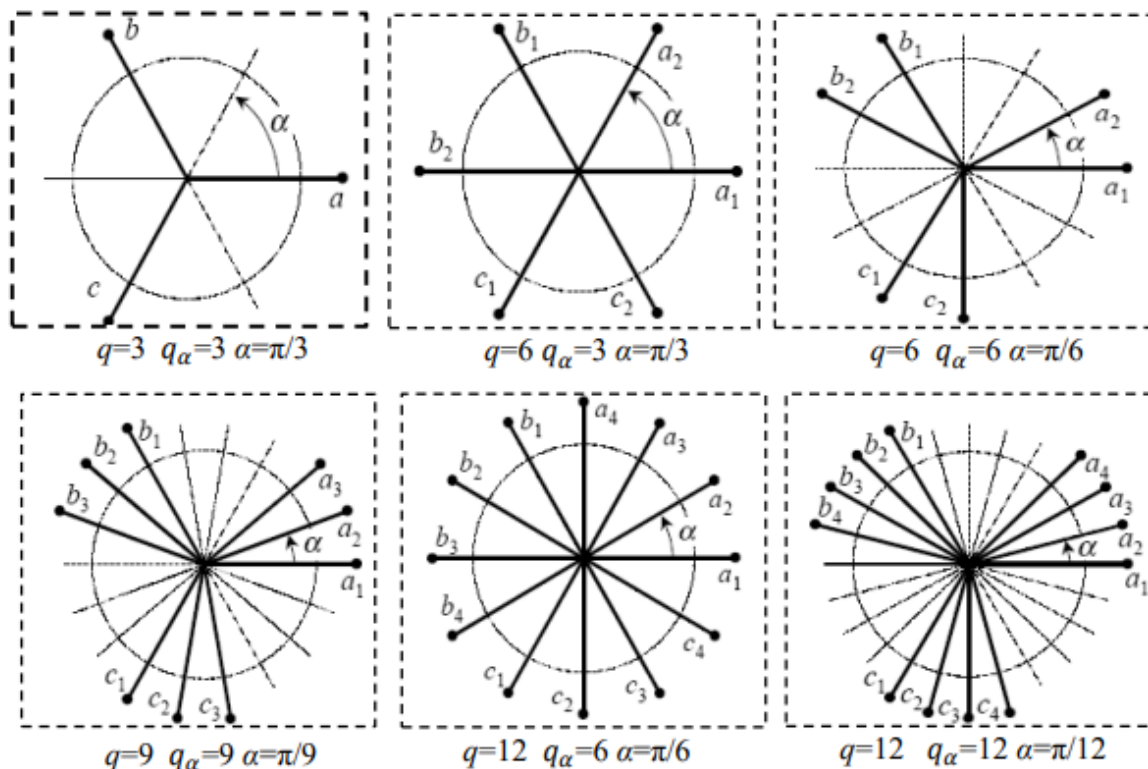


Figure I. 1 : Machine polyphasées de type 1[BEN 22]

$q$ : Nombre de phase  $q_\alpha$ : Nombre equivalent de phase  $\alpha$  : décalage angulaire

### I-4 Machines polyphasées de type 2

Si le nombre de phase statorique des machines polyphasées est impair et différent de trois (nombre de phases n'est pas multiple de trois.) donc, c'est le cas des machines polyphasées de type 2. Dans ce type, les phases sont régulièrement décalées de  $2\pi/q = 2\alpha$ . On a donc toujours :  $q = q_\alpha \pi / \alpha$  [Rah 20]

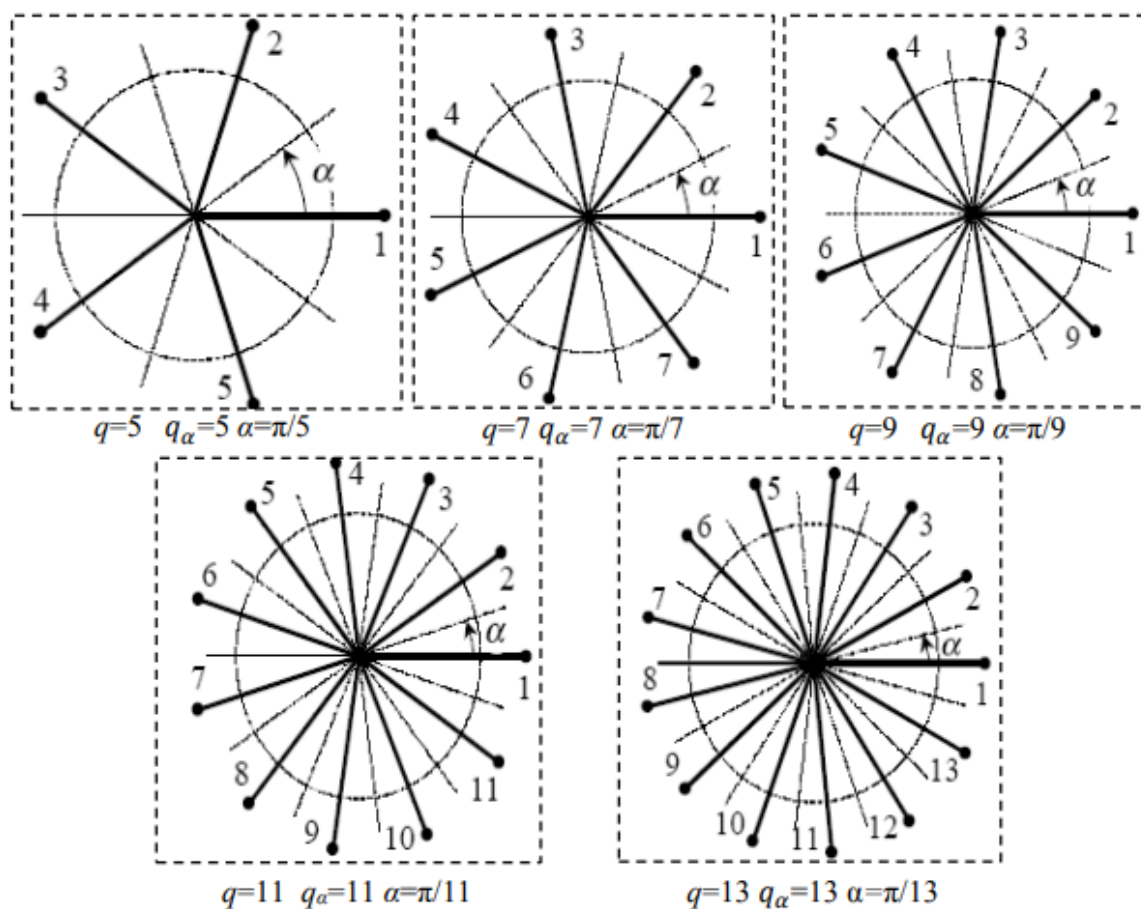


Figure I. 2 : Machines polyphasées de type 2[BEN 22]

### I-5 Avantages des Machines polyphasées

Les machines polyphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles, parmi ces avantages on peut citer : la minimisation des ondulations du couple électromagnétique lorsque la machine est alimentée par des convertisseurs statiques (onduleurs ...) ; la stabilité ; la segmentation de puissance ; la réduction des courants de phases sans augmenter les tensions de phases etc.

- Améliorer la fiabilité lorsque les machines polyphasées sont capables de continuer le fonctionnement dans ce régime dégradé. Mais avec un couple électromagnétique moindre par rapport à celui à développer en régime normal.
- La segmentation de puissance : comme la machine polyphasée contient plusieurs phases, donc pour une puissance donnée, les courants par phases sont diminués et cette puissance est donc répartie sur le nombre des phases.
- Perte de fer réduit conduisant à une amélioration de la performance globale.
- Basse courant par phase sans réduire de la tension par phase.
- Employant les machines asynchrone à plusieurs phases permettrait de réduire le couple et augmenterait l'efficacité de la machine.

- les machines asynchrone polyphasés moins de bruit par rapport à ceux triphasés.
- le nombre de phases élevées fournit une meilleure performance du moteur en cas de perte d'une ou deux phases, en outre utilisant des machines asynchrones polyphasés permet d'obtenir la possibilité de démarrer et faire fonctionner la machine même avec quelques phases en circuit ouvert ou en court-circuit. (Fonctionnement en régimes dégradés). [Had20]

### **I-6 Inconvénients des machines polyphasées**

Malgré ces avantages, les machines asynchrones polyphasées présentent quelques inconvénients qui sont :

- Le coût : le nombre d'éléments semi-conducteurs dont est constitué le convertisseur statique augmente avec l'augmentation du nombre de phases statoriques de la machine, ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine, est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté pour les machines polyphasés de type 2, puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à nombre de phases impaires tel que (5 phases, 7 phases, etc.) [Beg Aze]

### **I-7 Conclusion**

Les machines triphasées asynchrones représentent le type le plus répandu, grâce à leur robustesse et leur simplicité. Cependant, les machines monophasées et polyphasées avec plus de trois phases ont également été abordées, car elles trouvent leur utilité dans des applications spécifiques de faible et de forte puissance, respectivement. Dans l'ensemble, l'étude de ces machines a permis de saisir les principes fondamentaux régissant leur fonctionnement, tels que l'induction électromagnétique et la création d'un champ tournant, ainsi que les techniques utilisées pour les adapter à différentes sources d'alimentation et exigences de puissance. Cette compréhension est essentielle pour quiconque souhaite travailler avec ces machines couramment utilisées dans l'industrie.

## **CHAPITRE II. Modélisation et simulation d'un moteur asynchrone triple étoile**

## II.1 Introduction

La modélisation d'un système quelconque est indispensable pour l'étude et la maîtrise de son fonctionnement d'une part, d'autre part lorsqu'on souhaite lui appliquer une commande particulière.

La modélisation d'un moteur électrique est une phase primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques. Ainsi, la modélisation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes. En outre elle est d'un apport précieux en permettant d'une part, de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part, de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

L'étude de la modélisation des machines électriques présente un grand intérêt en raison des impératifs techniques et économiques, conduit à concevoir et à exploiter le matériel au voisinage de leurs limites technologiques.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considérée comme négligeable dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine. Le modèle de la machine asynchrone triple étoile est un système de dix équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation des changements convenables des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation du moteur asynchrone triple étoile (MASTE) basée sur la résolution des équations régissant son fonctionnement en régime dynamique, ainsi que la modélisation du système d'alimentation. [elk 08]

## II-2 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone triple étoile est basé entièrement sur les lois de l'induction ; la machine asynchrone est considérée comme un transformateur à champ magnétique tournant dont le stator étant comparable à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire en court-circuit.

Ce fonctionnement est reposé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant, créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse  $N_s$  différente du synchronisme, l'application de la loi de FARADAY à un des roulements rotoriques montre que celui-ci devient le siège d'une force électromotrice qui étant court-circuité sur les enroulements va donner naissance à un courant dont l'intensité est limitée par l'impédance de ce dernier. L'interaction entre ce courant et le champ glissant va donner naissance à des forces s'exerçant sur les brins du rotor dont le moment par rapport à l'axe de rotation constituera le couple de la machine. Lorsque le champ est sinusoïdal, sa vitesse de rotation est  $w_s = f/p$

Où  $f$  : est la fréquence d'alimentation.

$p$  : représente le nombre de paires de pôles.

L'interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant ( $w_s$ ) diffère de celle du rotor ( $w_r$ ), c'est à dire lorsque  $w_s \neq w_r$ , car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque  $w_s = w_r$ , le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Le rapport  $g = (w_s - w_r) / w_s$  est appelé glissement de la machine asynchrone [BOU 20]

### II-2.1 Hypothèses simplificatrices

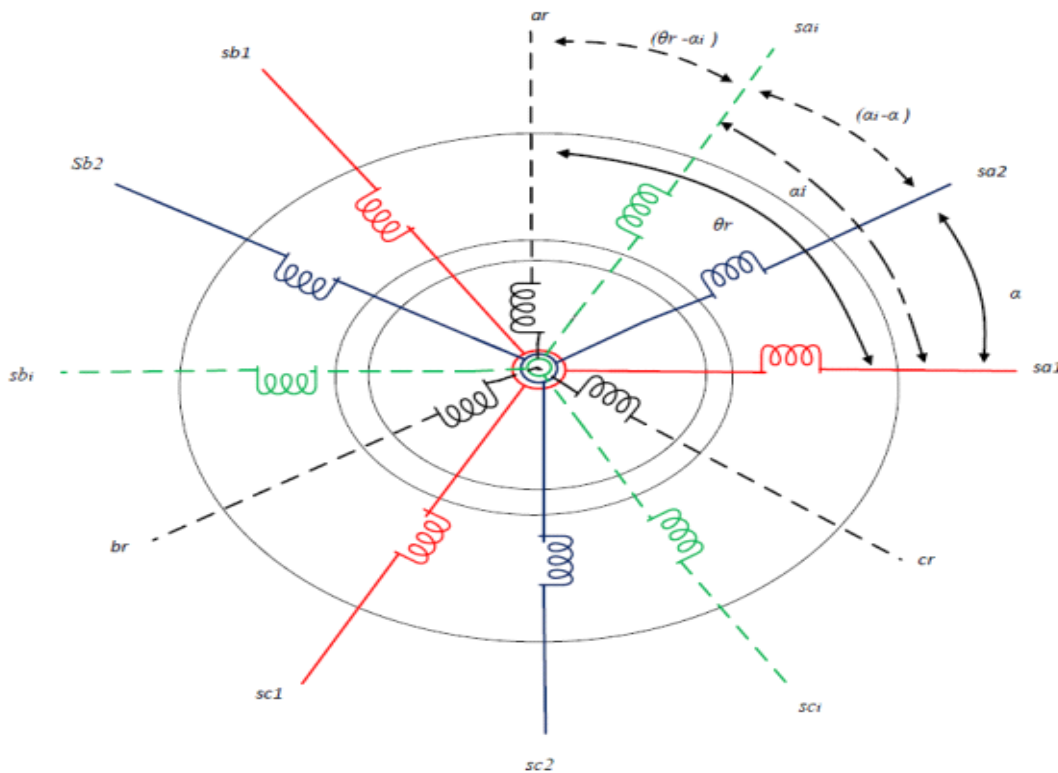
Dans une machine plusieurs phénomènes complexes interviennent lors de son fonctionnement. Pour réduire et négliger cette complexité, il est important de poser les hypothèses simplificatrices suivantes [Bra20]

- La saturation, les effets d'hystérésis des circuits magnétiques, pertes fer (hystérésis et courants de Foucault) et l'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances sont négligés.
- Les enroulements créent une force magnétomotrice à répartition sinusoïdale et on ne tient compte que de la première harmonique ;
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé ;
- Le stator est supposé lisse en admettant que les irrégularités de l'entrefer liées aux encoches statoriques ont une influence négligeable, le couple de détente, dû à l'interaction des aimants rotoriques et les dents statoriques, sont alors négligés.
- La répartition de l'induction le long de l'entrefer est supposée sinusoïdale ;

- L'entrefer est de largeur constante ;
- Les effets des encoches ne sont pas pris en compte

**II-2.2 Description de la machine asynchrone à multi-étoile**

La machine asynchrone à multi-étoile comporte dans le stator des systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle  $\alpha_i$  et un rotor soit bobiné soit à cage d'écurueil. Pour simplifier l'étude de la machine, on considère les circuits électriques du rotor comme équivalant à un enroulement triphasé en court-circuit. La figure (II.1) donne la position des enrôlements statoriques et rotoriques de la machine asynchrone à multi-étoile.



**Figure II. 1 :** Schéma des enrôlements statoriques et rotoriques de la machine MASME

Les grandeurs relatives aux étoiles seront notées respectivement par les indices  $S_1, S_2, S_i$ . Les phases de la première étoile  $S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}$ , les phases de la deuxième étoile  $S_{a2}, S_{b2}, S_{c2}$ , les phases de l'i-ème étoile  $S_{ai}, S_{bi}, S_{ci}$ , et les phases rotoriques  $ar, br, cr$ . [BEN 22]

### II-3 Modèle triphasé de la machine asynchrone triple étoile

Dans le but de réaliser une simulation numérique du modèle de la machine asynchrone triple étoile. En étudiant la topologie du circuit électrique, on recherche alors l'ensemble des équations différentielles indépendantes régissant l'évolution des courants. [Hel20]

#### II-3.1 Equations électriques

On déduit pour l'ensemble des phases statoriques et rotoriques les équations des tensions :

$$\left\{ \begin{array}{l} [V_{sa1}] = [R_{sa1}] [I_{sa1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sa1}] \\ [V_{sb2}] = [R_{sb2}] [I_{sb2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sb2}] \\ \vdots \\ [V_{si}] = [R_{si}] [I_{si}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{si}] \\ \vdots \\ [V_r] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{array} \right. \quad (2.1)$$

Avec :  $i=1, 2, \dots, n$  :  $i$ -ème étoile ;  $n$  : Nombre d'étoile dans le stator.

**Pour l'étoile 1 :**

$$\begin{pmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

**Pour l'étoile 2 :**

$$\begin{pmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

**Pour l'étoile 3 :**

$$\begin{pmatrix} V_{sa3} \\ V_{sb3} \\ V_{sc3} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{sa3} \\ I_{sb3} \\ I_{sc3} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Phi_{sa3} \\ \Phi_{sb3} \\ \Phi_{sc3} \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

**Pour le rotor :**

$$\begin{pmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Le rotor étant en court-circuit ses tensions sont nulles

**Sous forme matricielle :**

$$\text{Pour l'étoile 1 : } [V_{sabc1}] = [R_s][I_{sabc1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc1}] \quad (2.6)$$

$$\text{Pour l'étoile 2 : } [V_{sabc2}] = [R_s][I_{sabc2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc2}] \quad (2.7)$$

$$\text{Pour l'étoile 3 : } [V_{sabc3}] = [R_s][I_{sabc3}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc3}] \quad (2.8)$$

$$\text{Pour le rotor : } 0 = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (2.9)$$

et :  $R_s$ : la résistance d'une phase

$R_r$  : la résistance d'une phase du rotor

### II-3.2 Equations magnétiques :

Le système d'équations (2.10) exprime la relation entre les flux et les courants tel que :

$$\begin{cases} [\Phi_{s1}] = [L_{s1}][I_{s1}] + [L_{s1,s2}] + \dots + [L_{s1,si}][I_{si}] + \dots + [L_{s1,r}][I_r] \\ [\Phi_{si}] = [L_{si,s1}][I_{s1}] + [L_{si,s2}][I_{s2}] + \dots + [L_{si}][I_{si}] + \dots + [L_{si,r}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{r,s1}][I_{s1}] + [L_{r,s2}][I_{s2}] + \dots + [L_{r,si}][I_{si}] + \dots + [L_r][I_r] \end{cases} \quad (2.10)$$

**Matrice de l'inductance de l'*i*-ème étoile**

$$[L_{si}] = \begin{bmatrix} L_{si} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{si} + L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & L_{si} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Avec :  $L_{si}$ : Inductance de fuite d'une phase de l'*i*-ème étoile.

**Matrice de l'inductance mutuelle entre l'*i*-ème étoile et le *j*-ème étoile**

$$[L_{si,sj}] = [L_{sj,si}]^t = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha_j - \alpha_i) & \cos(\alpha_j - \alpha_i + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha_j - \alpha_i + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha_j - \alpha_i + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha_j - \alpha_i) & \cos(\alpha_j - \alpha_i + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha_j - \alpha_i + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha_j - \alpha_i + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha_j - \alpha_i) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

**Matrice de l'inductance mutuelle entre l'*i*-ème étoile et le rotor**

$$[L_{si,r}] = [L_{r,si}]^t = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \alpha_i) & \cos(\theta_r - \alpha_i + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha_i + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \alpha_i + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha_i) & \cos(\theta_r - \alpha_i + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \alpha_i + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha_i + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \alpha_i) \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

- **Energie magnétiques :**

Elle peut être calculée à partir de l'expression :

$$\omega_{mag} = \frac{1}{2} ([I_{S1}]^t [\Phi_{S1}] + [I_{S2}]^t [\Phi_{S2}] + [I_{S3}]^t [\Phi_{S3}] + [I_r]^t [\Phi_r]) \quad (2.14)$$

- **Couple électromagnétique**

Le couple électromagnétique est la dérivée partielle d'énergie magnétique stockée par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor

$$C_{em} = \frac{\partial W_{mag}}{\partial \theta_m} = P \frac{\partial W_{mag}}{\partial \theta_e} \quad (2.15)$$

On obtient :

$$C_{em} = P \left( [i_{s1}]^t \frac{d}{dt} [L_{s1,r}] + \dots + [i_{si}]^t \frac{d}{dt} [L_{si}] + \dots + [i_{sn}]^t \frac{d}{dt} [L_{sn,r}] \right) [i_r] \quad (2.16)$$

- **Équation mécanique :**

L'équation mécanique est décrite par la relation suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega \quad (2.17)$$

## II-4 Transformation de Park

Le modèle de la MASTE écrit précédemment dans son système naturel ne nous permet pas d'étudier les régimes transitoires de la MASTE. Cette partie est l'objet d'étude de ces régimes. Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a,b,c) à un système équivalent biphasé d'axes (d ,q).

Le passage aux composantes diphasées des composantes s'effectue en utilisant la matrice de transformation de Park, sachant que la composante homopolaire est nulle. [Hel20]

### ➤ Matrice de PARK de l'étoile 1

Matrice de transformation des enroulements statoriques de l'étoile 1:

$$[P_p(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

➤ **Matrice de PARK de l'étoile 2**

Matrice de transformation des enroulements statoriques de l'étoile 2

$$[P_p(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta-\alpha) & \cos\left(\theta-\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta-\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta-\alpha) & -\sin\left(\theta-\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta-\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

➤ **Matrice de PARK de l'étoile 3**

Matrice de transformation des enroulements statoriques de l'étoile3 :

$$[P_p(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - 2 \alpha) & \cos\left(\theta - 2 \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - 2 \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - 2 \alpha) & -\sin\left(\theta - 2 \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - 2 \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

En appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} [P_{ps1}][V_{ps1}] = [R_s][P_{ps1}][I_{s1p}] + \frac{d}{dt} ([P_{ps1}][\Phi_{s1p}]) \\ [P_{ps2}][V_{ps2}] = [R_s][P_{ps2}][I_{s2p}] + \frac{d}{dt} ([P_{ps2}][\Phi_{s2p}]) \\ [P_{ps3}][V_{ps3}] = [R_s][P_{ps3}][I_{s3p}] + \frac{d}{dt} ([P_{ps3}][\Phi_{s3p}]) \\ 0 = [R_r][P_{pr}][I_{or}] + \frac{d}{dt} ([P_{pr}][\Phi_{rp}]) \end{cases} \quad (2.21)$$

En multipliant la première expression de (2.21) par  $[P_{ps1}]^{-1}$  on obtient :

$$\begin{cases} [V_{ps1}] = [R_s][I_{s1p}] + [P_{ps1}]^{-1} \frac{d}{dt} ([P_{ps1}][\Phi_{s1p}]) \\ [V_{ps1}] = [R_s][I_{s1p}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1p}] + [P_{ps1}]^{-1} \frac{d}{dt} ([P_{ps1}][\Phi_{s1p}]) \\ [V_{ps1}] = [R_s][I_{s1p}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1p}] + [P_{ps1}]^{-1} \frac{d\theta}{dt} \frac{d}{dt} ([P_{ps1}][\Phi_{s1p}]) \\ 0 = [R_r][P_{pr}][I_{or}] + \frac{d}{dt} ([P_{pr}][\Phi_{rp}]) \end{cases} \quad (2.22)$$

La transformation de Park sera appliquée aux courants, aux tensions et aux flux de la machine.

On peut alors exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{bmatrix} = P(\theta_s) \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = P^{-1}(\theta_s) \cdot \begin{bmatrix} x_u \\ x_v \\ x_0 \end{bmatrix}$$

$x$  : représente une tension ou courant ou un flux.

$x_0$  : est la composante homopolaire

#### ➤ Choix du référentiel

Selon le repère où on se référai, la position des deux axes (u,v) peut être située selon :

- Référentiel immobile par rapport au stator ( $\omega_a = 0$ ), d'axes ( $\alpha, \beta$ ),
- référentiel lié au champs tournant ( $\omega_a = \omega_s$ ), d'axes (d,q),
- référentiel lié au rotor ( $\omega_a = \omega_r$ ), d'axes (x,y).

En appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} [P_{ps1}][V_{ps1}] = [R_s][P_{ps1}][I_{s1p}] + \frac{d}{dt}([P_{ps1}][\Phi_{s1p}]) \\ [P_{ps2}][V_{ps2}] = [R_s][P_{ps2}][I_{s2p}] + \frac{d}{dt}([P_{ps2}][\Phi_{s2p}]) \\ [P_{ps3}][V_{ps3}] = [R_s][P_{ps3}][I_{s3p}] + \frac{d}{dt}([P_{ps3}][\Phi_{s3p}]) \\ 0 = [R_r][P_{pr}][I_{or}] + \frac{d}{dt}([P_{pr}][\Phi_{rp}]) \end{cases} \quad (2.23)$$

En multipliant la première expression de (2.21) par  $[P_{ps1}]^{-1}$ , on obtient :

En précédant de même manière pour les expressions restantes, on peut écrire :

$$\begin{cases} [V_{ps1}] = [R_s][I_{s1p}] + [P_{ps1}]^{-1} \frac{d}{dt}([P_{ps1}][\Phi_{s1p}]) \\ [V_{ps1}] = [R_s][I_{s1p}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1p}] + [P_{ps1}]^{-1} \frac{d}{dt}([P_{ps1}][\Phi_{s1p}]) \\ [V_{ps1}] = [R_s][I_{s1p}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1p}] + [P_{ps1}]^{-1} \frac{d\theta}{dt} \frac{d}{dt}([P_{ps1}][\Phi_{s1p}]) \\ 0 = [R_r][P_{pr}][I_{or}] + \frac{d}{dt}([P_{pr}][\Phi_{rp}]) \end{cases} \quad (2.24)$$

On pose :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_s$$

En précédant de même manière pour les expressions restantes, on peut écrire :

*Pour l'étoile 1 :*

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{0s1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds1} \\ I_{qs1} \\ I_{0s1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{0s1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{0s1} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

*Pour l'étoile 2 :*

$$\begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{0s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds2} \\ I_{qs2} \\ I_{0s2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{0s2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{0s2} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

*Pour l'étoile 3 :*

$$\begin{bmatrix} V_{ds3} \\ V_{qs3} \\ V_{0s3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s3} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s3} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds3} \\ I_{qs3} \\ I_{0s3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds3} \\ \Phi_{qs3} \\ \Phi_{0s3} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s3}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds3} \\ \Phi_{qs3} \\ \Phi_{0s3} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

*Pour le rotor :*

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{0r} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{0sr} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{0sr} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

On écrit les relations matricielles entre (2.25) – (2.28) sous forme d'équations comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds1} = R_{s1}I_{ds1} + \frac{d\Phi_{ds1}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs1} \\ V_{ds2} = R_{s2}I_{ds2} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs2} \\ V_{ds3} = R_{s3}I_{ds3} + \frac{d\Phi_{ds3}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs3} \\ V_{qs1} = R_{s1}I_{qs1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds1} \\ V_{qs2} = R_{s2}I_{qs2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds2} \\ V_{qs3} = R_{s3}I_{qs3} + \frac{d\Phi_{qs3}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds3} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_s \Phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_r}{dt} + \omega_s \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (2.29)$$

### II-5 Equation mécanique de la machine dans la base propre :

A présent, il nous reste que les équations mécaniques pour concevoir le modèle complet de la machine. Le couple électromagnétique fourni par la machine peut être obtenu à l'aide d'un bilan de puissance.

La puissance instantanée est calculée par un simple produit scalaire entre le courant et la tension :

$$P = V_{sd1}I_{sd1} + V_{sd2}I_{sd2} + V_{sd3}I_{sd3} + V_{sq1}I_{sq1} + V_{sq2}I_{sq2} + V_{sq3}I_{sq3} \quad (2.30)$$

Et en remplaçant les tensions par leurs expressions, on obtient l'équation suivante :

$$C_e = P[\Phi_{ds1}I_{qs1} + \Phi_{ds2}I_{qs2} + \Phi_{ds3}I_{qs3} - \Phi_{qs1}I_{ds1} - \Phi_{qs2}I_{ds2} - \Phi_{qs3}I_{ds3}] \quad (2.31)$$

On remplace les équations des flux dans l'équation du couple, on aura :

$$C_e = P.L_m \{ [I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3}] I_{dr} - [I_{ds1} - I_{ds2} - I_{ds3}] I_{qr} \} \quad (2.32)$$

On finalise le model par les équations suivantes :

$$\frac{d\theta}{dt} = \mathcal{P}\Omega \quad (2.33)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (2.34)$$

$$C_e = P.K[\Phi_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3}) - \Phi_{qr}(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3})] \quad (2.35)$$

$$K = \frac{L_m}{L_m + L_r}$$

Les relations (2.32), (2.33), (2.34) et (2.35) constituent un modèle électromagnétique complet d'une machine asynchrone polyphasée, représenté dans la base propre de Park.

- **Mise sous Forme d'état :**

En remplaçant ces expressions dans le système (2.29), nous obtenons le modèle mathématique de la MASTE en fonction des variables d'état sous la forme suivante :

$$\frac{dx}{dt} = AX + BV$$

Le vecteur d'état regroupe tous les flux, le vecteur d'entrée (commande) regroupe les tensions statoriques de même ordre que le vecteur de commande.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} = V_{ds1} + \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{ds1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} = V_{ds2} + \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{ds2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{ds3} = V_{ds3} + \frac{R_{s3}}{L_{s3}} (\Phi_{ds3} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{qs3} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} = V_{qs1} + \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{qs1} - \Phi_{mq}) + \omega_s \Phi_{qs1} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} = V_{qs2} + \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{qs2} - \Phi_{mq}) + \omega_s \Phi_{qs2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs3} = V_{qs3} + \frac{R_{s3}}{L_{s3}} (\Phi_{qs3} - \Phi_{mq}) + \omega_s \Phi_{qs3} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{dr} - \Phi_{md}) + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{qr} - \Phi_{mq}) + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} \end{array} \right. \quad (2.36)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{md} = L_a \left( \frac{\Phi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{ds3}}{L_{s3}} + \frac{\Phi_{dr}}{L_r} \right) L_a \\ \Phi_{mq} = L_a \left( \frac{\Phi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{qs3}}{L_{s3}} + \frac{\Phi_{qr}}{L_r} \right) L_a \end{array} \right. \quad (2.37)$$

Avec :

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_{s3}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$$

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} = V_{ds1} - \left( \frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{ds2} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s3}} \Phi_{ds3} + \omega_s \Phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \Phi_{dr} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} = V_{ds2} - \left( \frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_{s1}} \Phi_{ds1} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_{s3}} \Phi_{ds3} + \omega_s \Phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{dr} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{ds3} = V_{ds3} - \left( \frac{R_{s3}}{L_{s3}} - \frac{R_{s3}L_a}{L_{s3}^2} \right) \Phi_{ds3} + \frac{R_{s3}L_a}{L_{s3}L_{s1}} \Phi_{ds1} + \frac{R_{s3}L_a}{L_{s3}L_{s2}} \Phi_{ds2} + \omega_s \Phi_{qs3} + \frac{R_{s3}L_a}{L_r L_{s3}} \Phi_{dr} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} = V_{qs1} - \left( \frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{qs2} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s3}} \Phi_{qs3} - \omega_s \Phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \Phi_{qr} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} = V_{qs2} - \left( \frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_{s1}} \Phi_{qs1} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_{s3}} \Phi_{qs3} - \omega_s \Phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{qr} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{qs3} = V_{qs3} - \left( \frac{R_{s3}}{L_{s3}} - \frac{R_{s3}L_a}{L_{s3}^2} \right) \Phi_{qs3} + \frac{R_{s3}L_a}{L_{s3}L_{s1}} \Phi_{qs1} + \frac{R_{s3}L_a}{L_{s3}L_{s2}} \Phi_{qs2} - \omega_s \Phi_{ds3} + \frac{R_{s3}L_a}{L_r L_{s3}} \Phi_{qr} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = - \left( \frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \Phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \Phi_{ds1} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{ds2} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s3}} \Phi_{ds3} \\
 \frac{d}{dt} \Phi_{qr} = - \left( \frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \Phi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \Phi_{qs1} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \Phi_{qs2} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s3}} \Phi_{qs3}
 \end{array} \right. \quad (2.38)$$

Avec :

$$\mathbf{X} = [ \Phi_{ds1}, \Phi_{ds2}, \Phi_{ds3}, \Phi_{qs1}, \Phi_{qs2}, \Phi_{qs3}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr} ]^t$$

Finalement, nous aboutissons aux matrices suivantes :

$$[B] = \begin{bmatrix}
 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
 \end{bmatrix}$$

$$[A]=\begin{bmatrix} \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}L_{S2}} & \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}L_{S3}} & \omega_s & 0 & 0 & \frac{R_{S1}L_A}{L_R L_{S1}} & 0 \\ \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}L_{S1}} & \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S2}}{L_{S2}} & \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}L_{S3}} & 0 & \omega_s & 0 & \frac{R_{S2}L_A}{L_R L_{S2}} & 0 \\ \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}L_{S1}} & \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}L_{S2}} & \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}^2} - \frac{R_{S3}}{L_{S3}} & 0 & 0 & \omega_s & \frac{R_{S3}L_A}{L_R L_{S3}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}L_{S2}} & \frac{R_{S1}L_A}{L_{S1}L_{S3}} & 0 & \frac{R_{S1}L_A}{L_R L_{S1}} \\ 0 & -\omega_s & 0 & \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}L_{S1}} & \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S2}}{L_{S2}} & \frac{R_{S2}L_A}{L_{S2}L_{S3}} & 0 & \frac{R_{S2}L_A}{L_R L_{S2}} \\ 0 & 0 & -\omega_s & \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}L_{S1}} & \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}L_{S2}} & \frac{R_{S3}L_A}{L_{S3}^2} - \frac{R_{S3}}{L_{S3}} & 0 & \frac{R_{S3}L_A}{L_R L_{S3}} \\ \frac{R_R L_A}{L_R L_{S1}} & \frac{R_R L_A}{L_R L_{S2}} & \frac{R_R L_A}{L_R L_{S3}} & 0 & 0 & 0 & \frac{R_R L_A}{L_R^2} - \frac{R_R}{L_R} & \omega_s - \omega_R \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_R L_A}{L_R L_{S1}} & \frac{R_R L_A}{L_R L_{S2}} & \frac{R_R L_A}{L_R L_{S3}} & \omega_R - \omega_s & \frac{R_R L_A}{L_R^2} - \frac{R_R}{L_R} \end{bmatrix}$$

Le matrice d'état A du système peut écrire sous forme :

$$[A]=[A1] + w_s[A2] + (w_s - w_R)[A3]$$

$$[A1]= \begin{bmatrix} \frac{R_{S1} L_A}{L_{S1}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & \frac{R_{S1} L_A}{L_{S1} L_{S2}} & \frac{R_{S1} L_A}{L_{S1} L_{S3}} & 0 & 0 & 0 & \frac{R_{S1} L_A}{L_R L_{S1}} & 0 \\ \frac{R_{S2} L_A}{L_{S2} L_{S1}} & \frac{R_{S2} L_A}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S2}}{L_{S2}} & \frac{R_{S2} L_A}{L_{S2} L_{S3}} & 0 & 0 & 0 & \frac{R_{S2} L_A}{L_R L_{S2}} & 0 \\ \frac{R_{S3} L_A}{L_{S3} L_{S1}} & \frac{R_{S3} L_A}{L_{S3} L_{S1}} & \frac{R_{S3} L_A}{L_{S3}^2} - \frac{R_{S3}}{L_{S3}} & 0 & 0 & 0 & \frac{R_{S3} L_A}{L_R L_{S3}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_{S1} L_A}{L_{S1}^2} - \frac{R_{S1}}{L_{S1}} & \frac{R_{S1} L_A}{L_{S1} L_{S2}} & \frac{R_{S1} L_A}{L_{S1} L_{S3}} & 0 & \frac{R_{S1} L_A}{L_R L_{S1}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_{S2} L_A}{L_{S2} L_{S1}} & \frac{R_{S2} L_A}{L_{S2}^2} - \frac{R_{S2}}{L_{S2}} & \frac{R_{S2} L_A}{L_{S2} L_{S3}} & 0 & \frac{R_{S2} L_A}{L_R L_{S2}} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_{S3} L_A}{L_{S3} L_{S1}} & \frac{R_{S3} L_A}{L_{S3} L_{S1}} & \frac{R_{S3} L_A}{L_{S3}^2} - \frac{R_{S3}}{L_{S3}} & 0 & \frac{R_{S3} L_A}{L_R L_{S3}} \\ \frac{R_R L_A}{L_R L_{S1}} & \frac{R_R L_A}{L_R L_{S2}} & \frac{R_R L_A}{L_R L_{S3}} & 0 & 0 & 0 & \frac{R_R L_A}{L_R^2} - \frac{R_R}{L_R} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{R_R L_A}{L_R L_{S1}} & \frac{R_R L_A}{L_R L_{S2}} & \frac{R_R L_A}{L_R L_{S3}} & 0 & \frac{R_R L_A}{L_R^2} - \frac{R_R}{L_R} \end{bmatrix}$$

$$[A3]= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[A2]= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[H]= \begin{bmatrix} L_{S1} + \frac{3}{2} L_{MS} & \frac{3}{2} L_{MS} & \frac{3}{2} L_{MS} & 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} L_{SR} & 0 \\ \frac{3}{2} L_{MS} & L_{S2} + \frac{3}{2} L_{MS} & \frac{3}{2} L_{MS} & 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} L_{SR} & 0 \\ \frac{3}{2} L_{MS} & \frac{3}{2} L_{MS} & L_{S3} + \frac{3}{2} L_{MS} & 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} L_{SR} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{S1} + \frac{3}{2} L_{MS} & \frac{3}{2} L_{MS} & \frac{3}{2} L_{MS} & 0 & \frac{3}{2} L_{SR} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} L_{MS} & L_{S2} + \frac{3}{2} L_{MS} & \frac{3}{2} L_{MS} & 0 & \frac{3}{2} L_{SR} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} L_{MS} & \frac{3}{2} L_{MS} & L_{S3} + \frac{3}{2} L_{MS} & 0 & \frac{3}{2} L_{SR} \\ \frac{3}{2} L_{SR} & \frac{3}{2} L_{SR} & \frac{3}{2} L_{SR} & 0 & 0 & 0 & L_R + \frac{3}{2} L_{MR} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} L_{SR} & \frac{3}{2} L_{SR} & \frac{3}{2} L_{SR} & 0 & L_R + \frac{3}{2} L_{MR} \end{bmatrix}$$

## II-6 Modélisation de l’Alimentation de la MASTE

### II-6.1 Introduction :

L'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissances commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que les GTO et IGBT, ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants. Ainsi l'ensemble des variateurs (convertisseur statique-machine à courant alternatif) a vu son coût diminuer considérablement.

Le développement rapide des algorithmes de commande très performants des machines à courant alternative, impose des moyens de réglage tout aussi performants des tensions et de la fréquence d'alimentation de ces machines. Le convertisseur le plus utilisé de nos jours pour réaliser cet objectif est l'onduleur à deux niveaux, les onduleurs à deux niveaux sont généralement limités en tension (~1.4 KV) et en puissance (1 MVA). Afin de monter en tension et en puissance, les onduleurs à trois niveaux particulièrement à GTO commencent à être utilisés dans le domaine des puissances allant jusqu'au 10 MVA, en tension on peut atteindre facilement 6 KV.

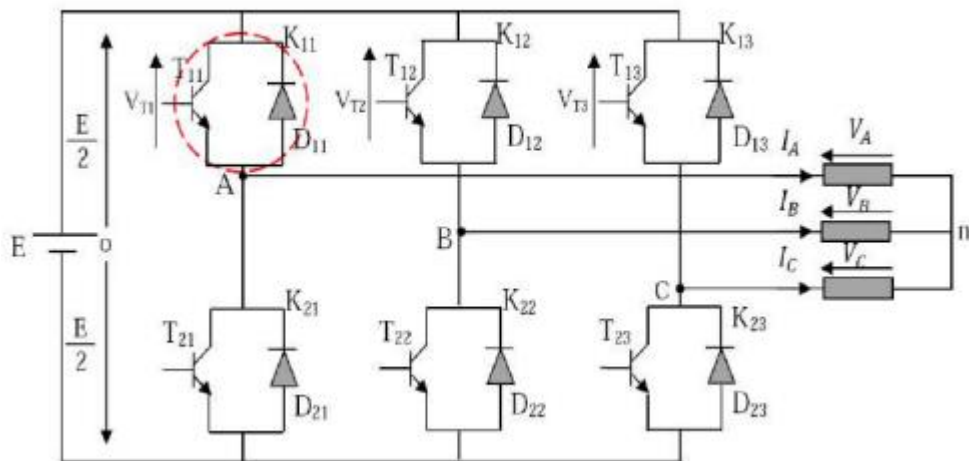
Lors de l'augmentation de la puissance, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle. A puissance donnée la réduction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

**II-6.2 Onduleur de tension à deux niveaux :**

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de la tension d'une source continue en une tension alternative.

Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors GTO pour les grandes puissances.

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche (Figure II.2). Les couples d'interrupteurs (T11, T21), (T12, T22), (T13, T23) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source [32]. Les diodes  $D_{ij}$  ( $ij=1, 2, 3$ ) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors.



**Figure II. 2 :** Onduleur de tension triphasé à deux niveaux [Abd 17]

**II-6.2.1 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux :**

La modélisation de l'onduleur de tension s'effectue on supposant que :

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

On note K11, K12, K13 les interrupteurs du haut, et K21, K22, K23 les interrupteurs du bas. On suppose que les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires. L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S (a, b, c) :

- si Sa1= 1, alors K11 est fermée et K21 est ouvert,
- si Sa1 = 0, alors K11 est ouvert et Ka21 est fermée.

Les tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$ ,  $V_{ca}$  ont obtenues à partir des sorties de l'onduleur comme suit : **[Hel20]**

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (2.39)$$

Où  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$ ,  $V_{co}$  sont les tensions simples des phases.

Comme les tensions simples des phases de la machine ont une somme nulle, on peut obtenir les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [V_{ab} - V_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [V_{bc} - V_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [V_{ca} - V_{bc}] \end{cases} \quad (2.40)$$

En introduisant la tension du neutre de la machine par rapport au point de référence o, on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{ao}=V_{an}=V_{no} \\ V_{bo}=V_{bn}=V_{no} \\ V_{co}=V_{cn}=V_{no} \end{cases} \quad (2.41)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (2.42)$$

Pour une commutation idéale on obtient :

On a donc :

$$\begin{cases} V_{ao} = (S_{ai} - 0.5) \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{bo} = (S_{bi} - 0.5) \frac{V_{dc}}{2} \\ V_{co} = (S_{ci} - 0.5) \frac{V_{dc}}{2} \end{cases} \quad (2.43)$$

En remplaçant  $V_{no}$  dans (2.41), on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3} V_{ao} + \frac{2}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} V_{bo} + \frac{2}{3} V_{co} \end{cases} \quad (2.44)$$

En remplaçant  $V_{ao} V_{bo} V_{co}$  dans (2.44), on déduit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{a1} \\ S_{b1} \\ S_{c1} \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

### II-6.3 Commande MLI de l'onduleur :

L'onduleur peut être commandé en utilisant plusieurs techniques dont : la commande par hystérésis et la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion MLI. En ce qui concerne la technique MLI, nous citerons pour référence la MLI sinus-triangle, et la MLI vectorielle, stratégies les plus fréquemment employées.

Notre choix dans cette étude s'est orienté à la technique MLI sinus-triangle. [zer 16]

L'objectif de la commande à MLI est de diminuer les harmoniques présents dans les courants générés par l'onduleur qui provoquent l'échauffement de la machine et les pulsations du couple. Le principe est de comparer un signal triangulaire appelé porteuse qui détermine la période de découpage à une modulante dont le fondamental est à la fréquence du réseau. Le résultat de cette comparaison est le signal MLI qui est utilisé comme fonction de commutation pour commander les interrupteurs de l'onduleur. Cette méthode permet d'obtenir de façon simple, les temps de conduction de chaque transistor. L'intérêt de cette méthode est d'obtenir durant une période de découpage, une tension en sortie de l'onduleur directement proportionnelle à la valeur de la modulante utilisée et d'avoir une réponse rapide ainsi que des performances élevées. [Kha 17]

### II-6.3.1 Technique MLI sinus triangle :

Dans le cadre où l'on recherche de réaliser une alimentation robuste de la machine asynchrone triple étoile, trois onduleurs de tension commandés par MLI utilisés pour obtenir des signaux de sortie modulés en largeur d'impulsion qui permettent d'offrir une flexibilité incomparable par rapport aux commandes en tension pleine onde ou aux alimentations par commutateurs de courant et aussi de neutraliser les perturbations harmoniques, comme les harmoniques de tension de faible rang (3, 5 et 7) créés en commande pleine onde qui n'existe plus en MLI. [Rah 20]

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance).

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence. L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. [zer 16]

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- ♦ L'indice de modulation "m" égale au rapport de la fréquence de modulation sur la fréquence de référence ( $m = \frac{f_p}{f}$ ),

- ◆ Le coefficient de réglage en tension "r" égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur crête de l'onde de modulation  $\left(r = \frac{v_m}{v_{pm}}\right)$

Les six signaux de références sont donnés par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ref1c} = V_m \cdot \sin\left(2\pi f \cdot t - \frac{2(c-1)\pi}{3}\right) \\ V_{ref2c} = V_m \cdot \sin\left(2\pi f \cdot t - \frac{2(c-1)\pi}{3-\alpha}\right) \end{cases} ; c=1,2,3,$$

L'équation de la porteuse est donnée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1\right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3\right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

#### II-6.4 Association de la MASTE avec l'onduleur de tension :

La figure (II.2) représente l'association de la MASTE à trois onduleurs de tension triphasés à commande MLI

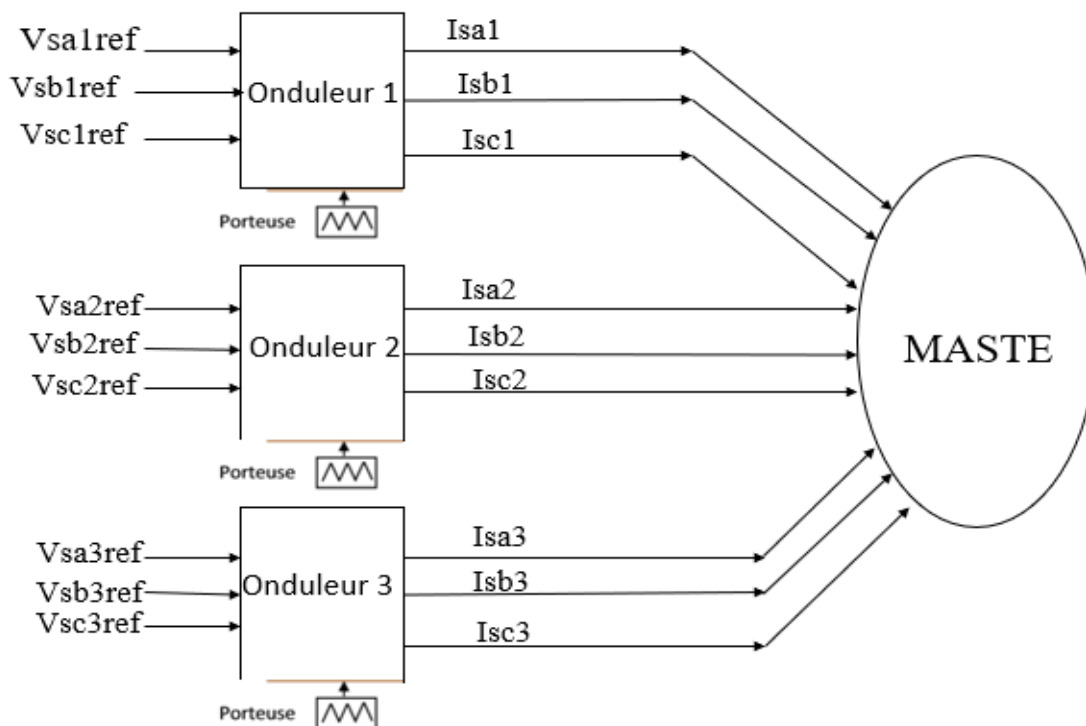


Figure II. 3 : Association de la MASTE avec les trois onduleurs MLI.

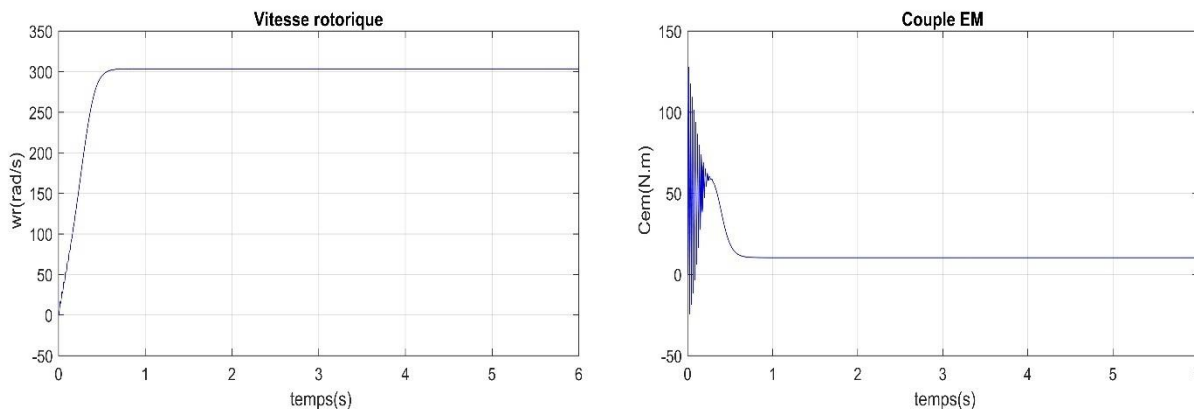
### III. Simulation et interprétations de résultat de la MASTE

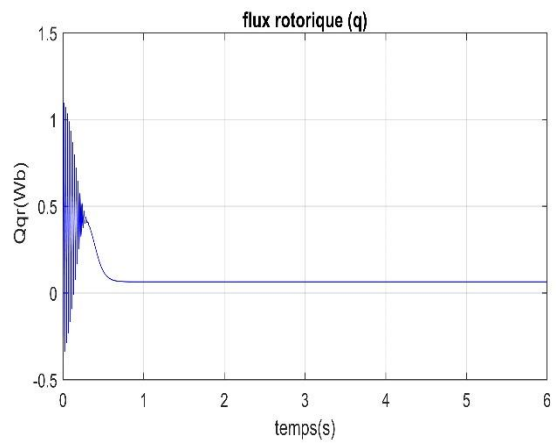
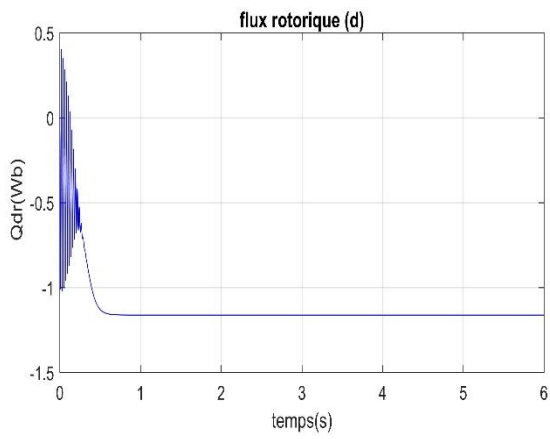
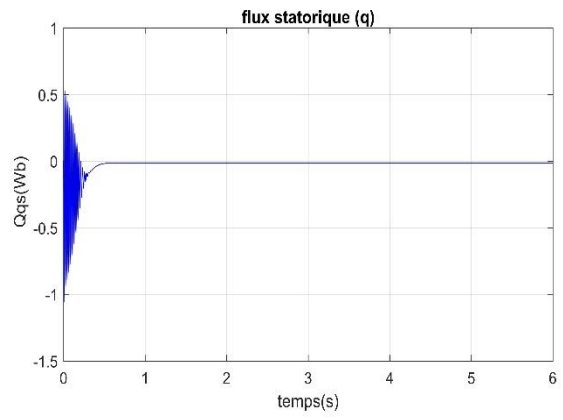
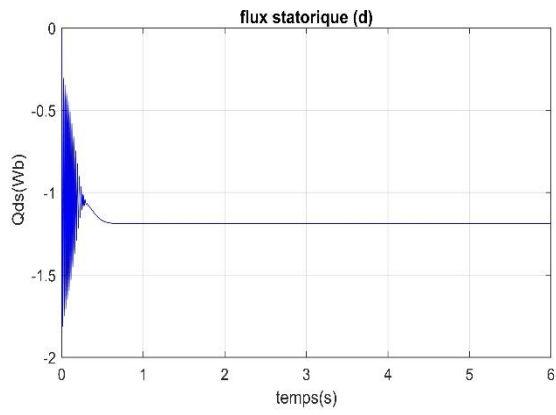
Pour la simulation il suffit d'implanter le modèle électrique de la machine asynchrone triple étoile sous l'environnement MATLAB/Simulink.

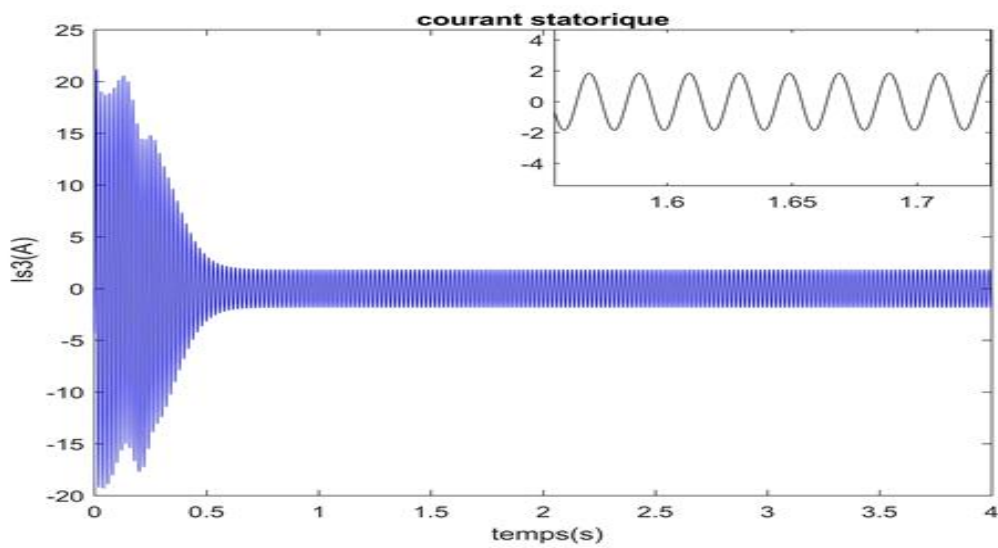
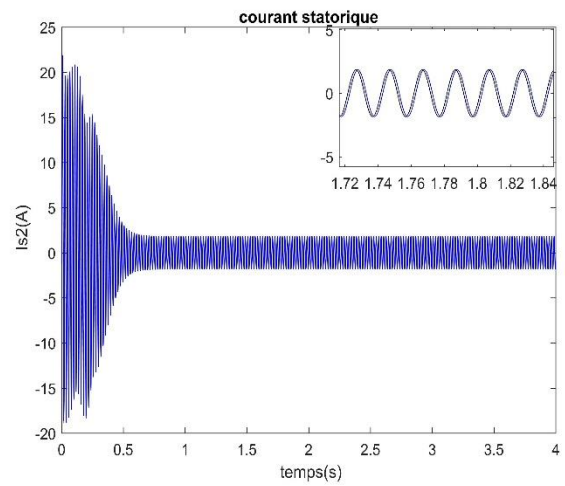
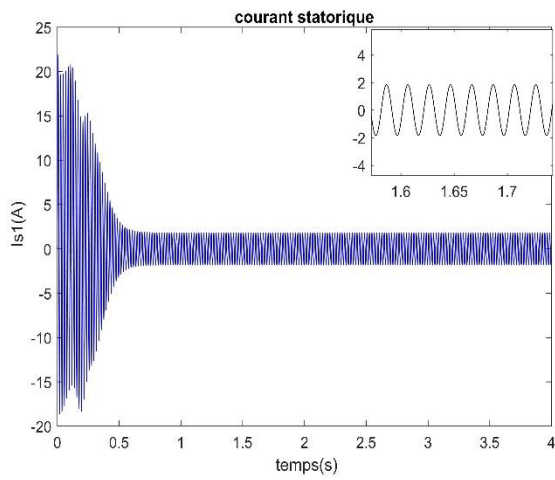
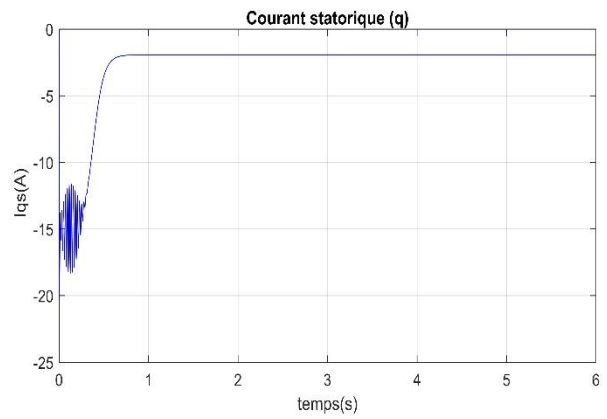
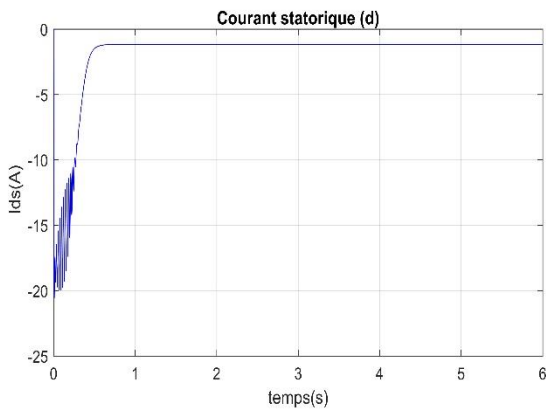
#### III.1. Cas d'un modèle de la machine asynchrone triple étoile sans onduleur :

- Essai à vide

La figure (II.4) montre les résultats de simulation d'un démarrage à vide de la machine asynchrone triple étoile alimentée par trois sources de tension triphasés décalées d'un angle  $\alpha = \alpha_2 = 20^\circ$ .







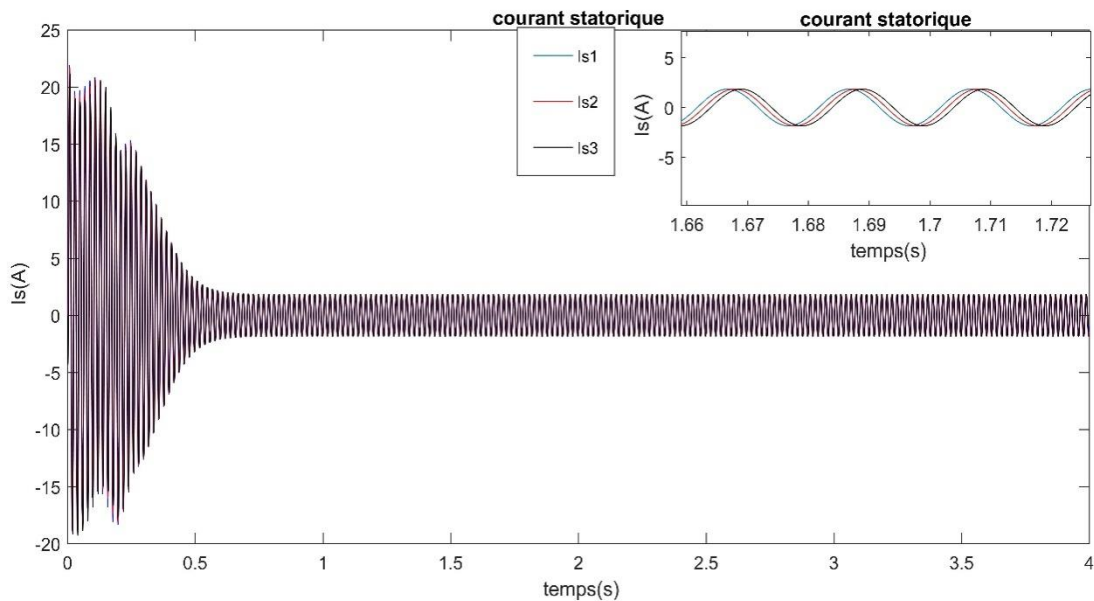


Figure II. 4 : Evolutions des caractéristiques de la machine asynchrone à triple étoile à vide

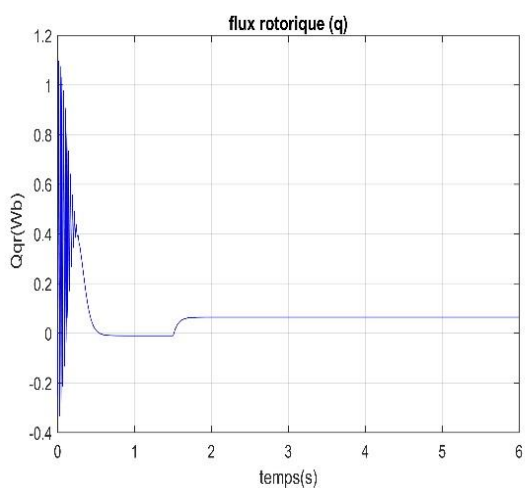
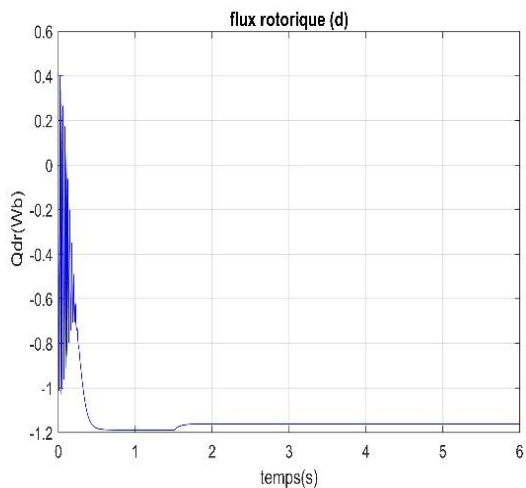
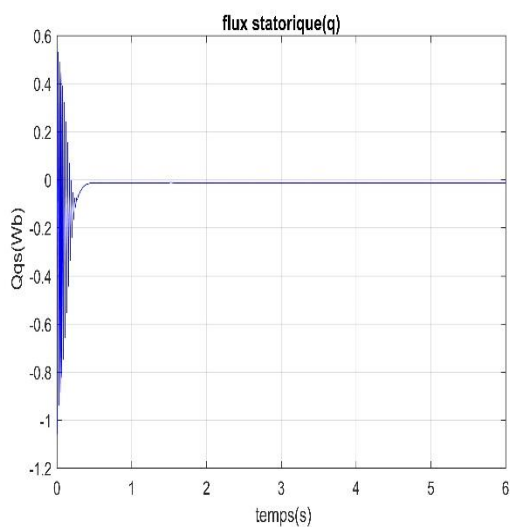
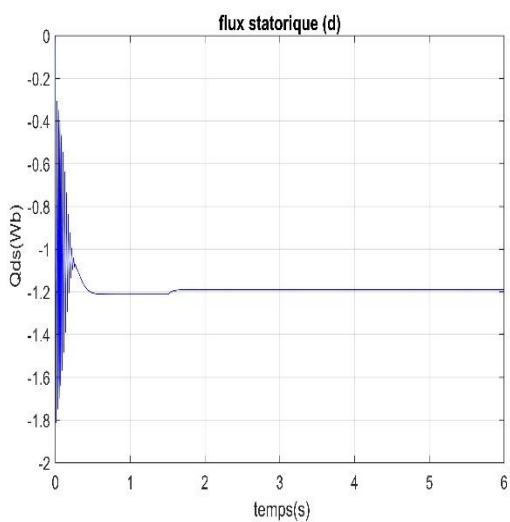
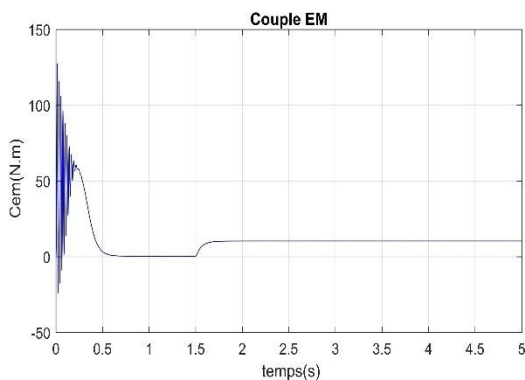
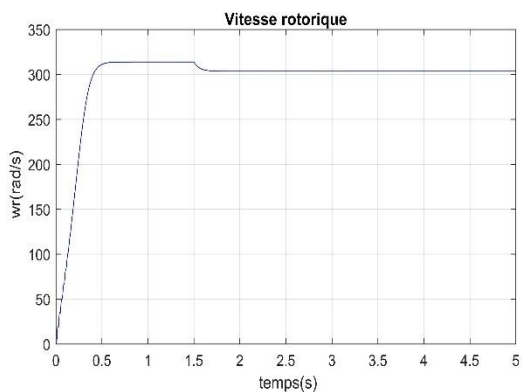
### Interprétation des résultats

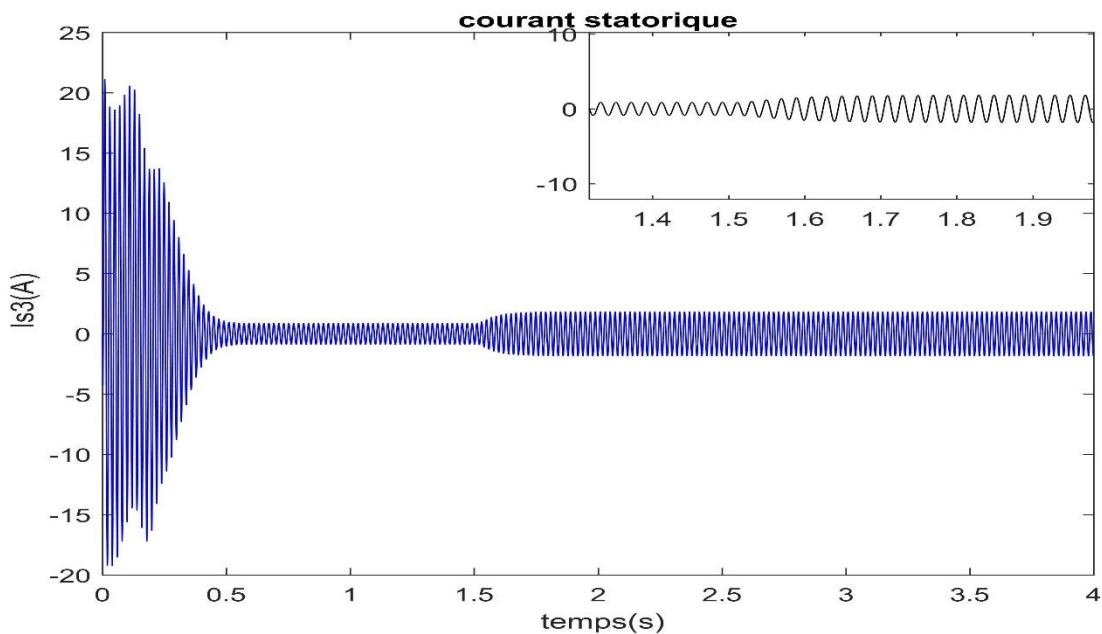
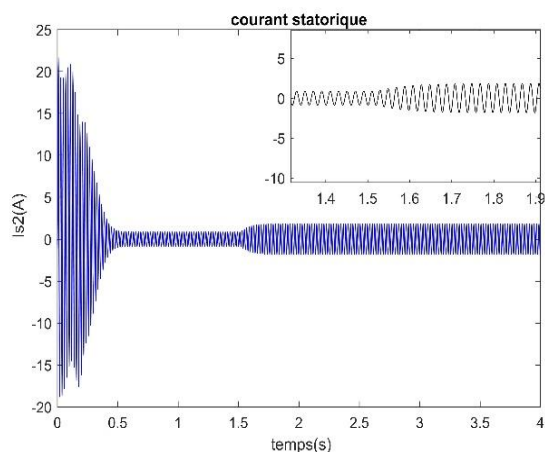
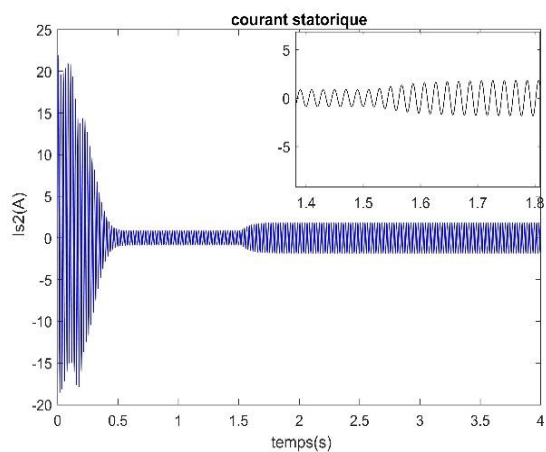
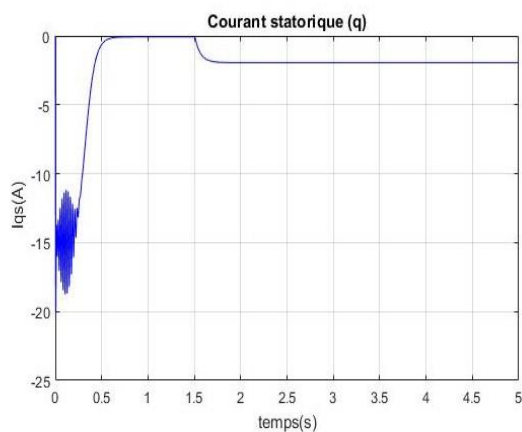
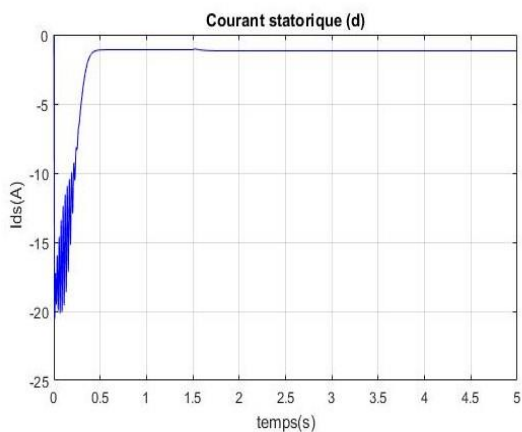
Lors le démarrage à vide, le couple électromagnétique présent des oscillations au régime transitoire qui atteignent la valeur maximale de 127.28 (N.m), et se stabilise à partir  $t = 0.6$  (s) à une valeur très faible de 0.43 (N.m) pour compenser les pertes par frottements.

- La vitesse rotorique passe aussi par un régime transitoire d'une durée de 0.6(s) que représente le temps de réponse de la machine, puis elle se stabilise au voisinage de la vitesse de synchronisme d'une valeur 313.84 rad/s

- **Essai en charge**

La figure (II.5) montre les résultats de simulation d'un démarrage à vide de la machine asynchrone triple étoile alimentée par trois sources de tension triphasés décalées d'un angle  $\alpha = \alpha_2 = 20^\circ$  suivi de l'application de charge de 10,3 (N.m) à l'instant  $t = 1.5$  (s).





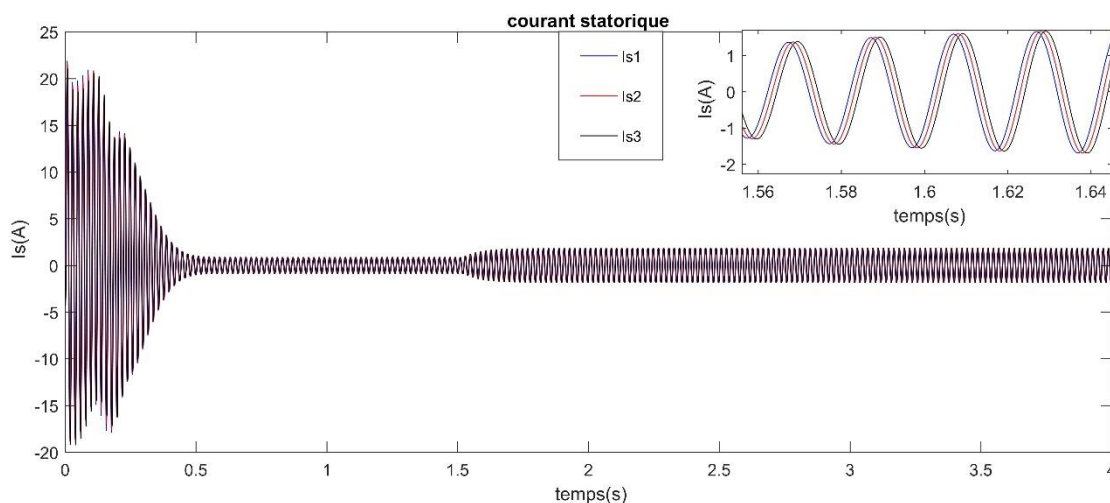


Figure II. 5 : Evolutions des caractéristiques de la machine asynchrone à triple étoile en charge

• **Interprétation des résultats**

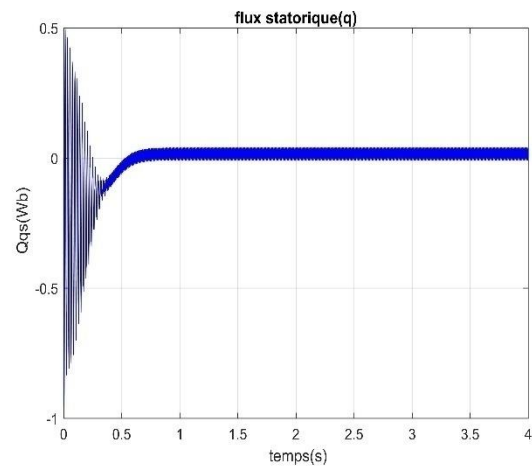
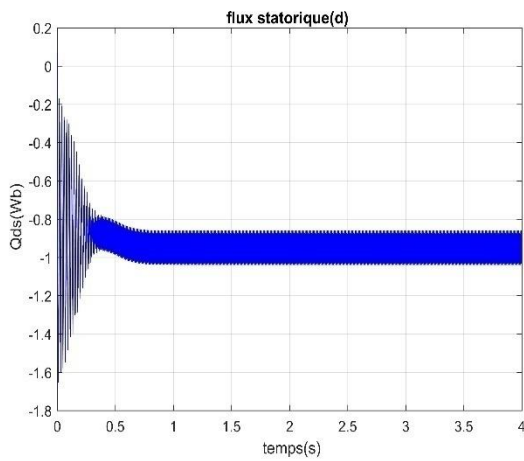
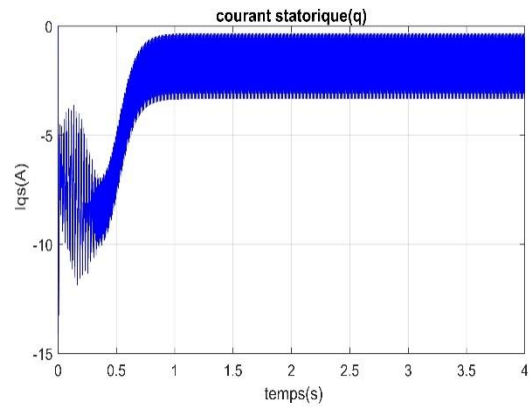
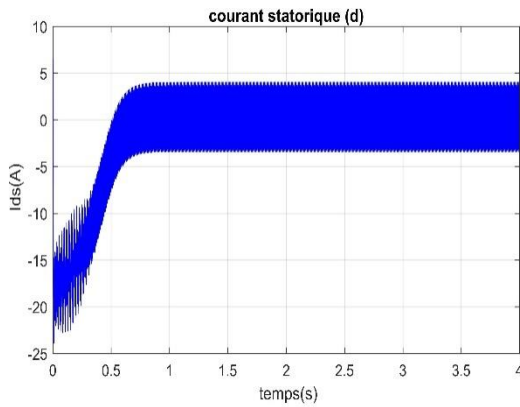
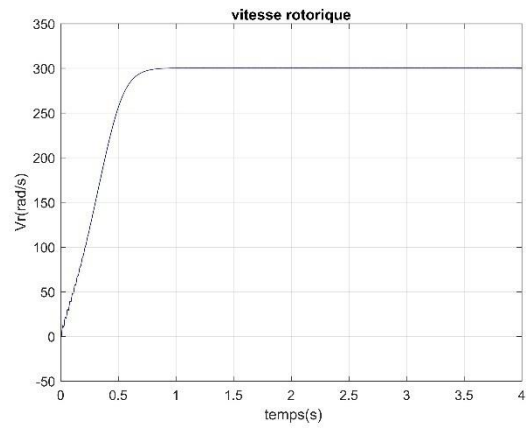
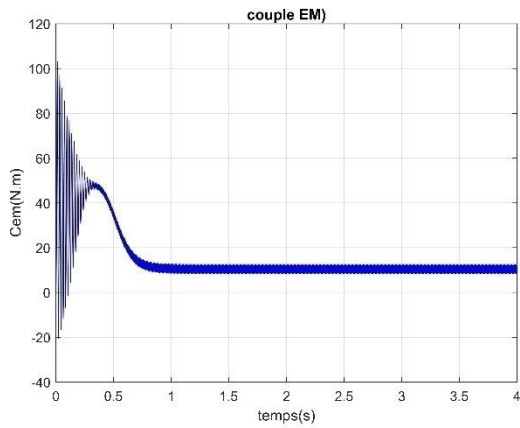
La figure (II.5) montre l'évolution de la vitesse, du couple, du courant de la 1 ère phase statoriques (étoile 1, étoile 2 et étoile 3) et rotorique ainsi que du flux statoriques (étoile 1, étoile 2 et étoile 3) et rotorique de la MASTE alimentée directement par trois réseaux triphasés. S'effectue à vide et la machine est chargée à l'instant  $t=1,5$ . On remarque :

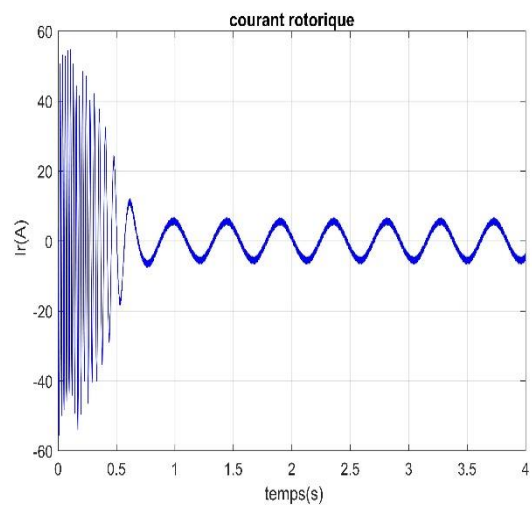
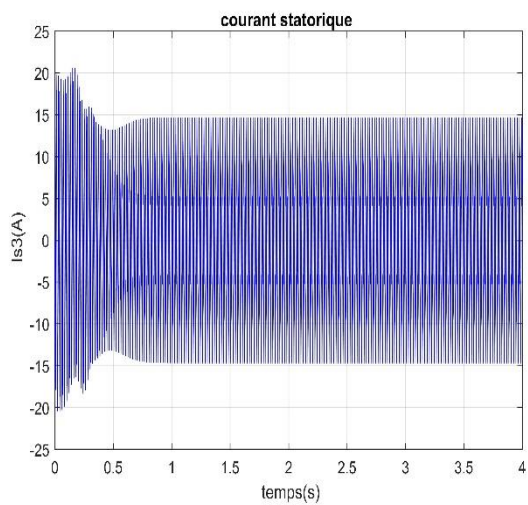
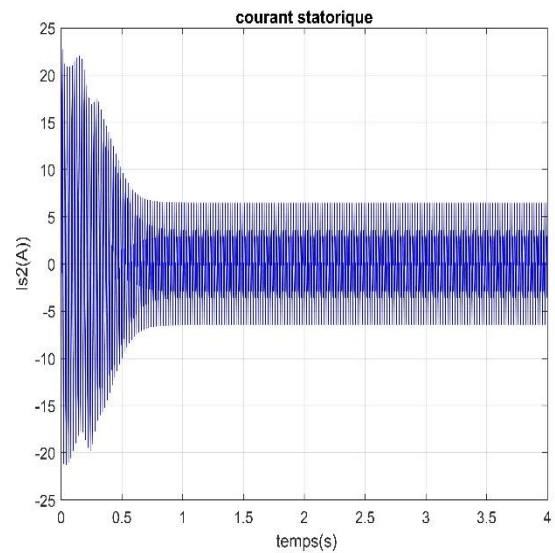
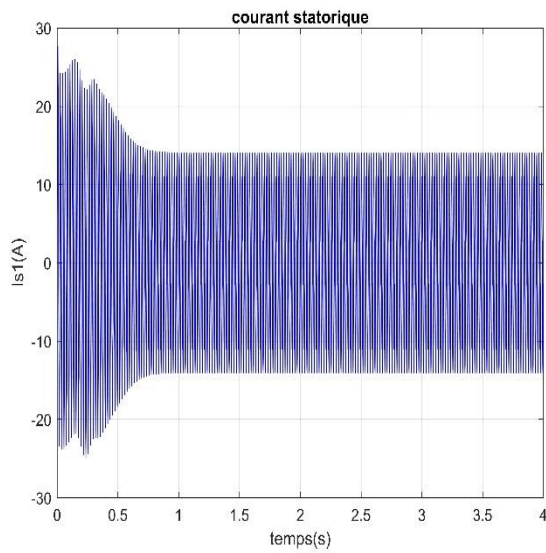
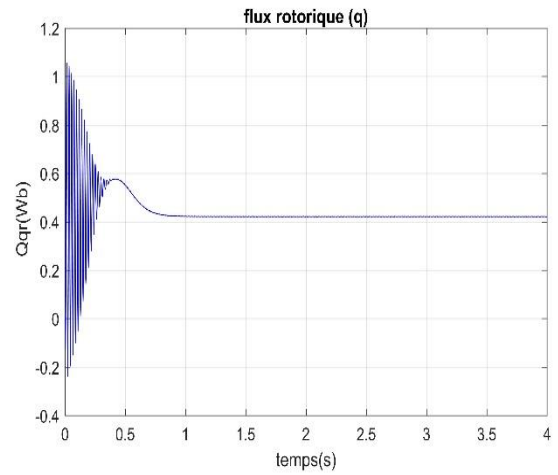
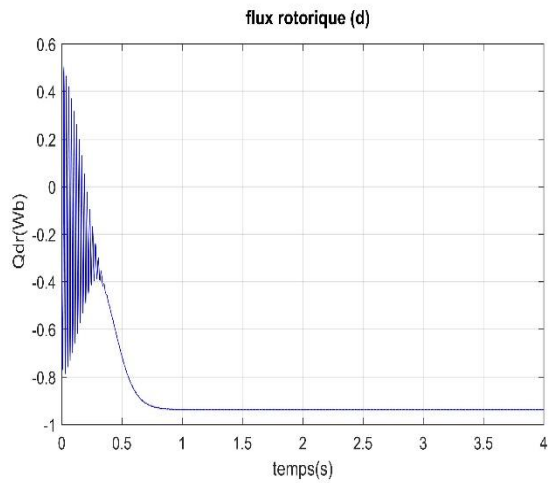
- La courbe de la vitesse présente un accroissement linéaire en régime transitoire atteint la valeur nominale (313,84 rad/s), à l'instant de  $t=1,5$  une diminution de vitesse (303,41 rad/s)
- Le couple électromagnétique présente des oscillations d'amplitude élevé (127, 28N.m), à l'instant  $t=1,5s$  le couple électromagnétique rejoint sa valeur correspond à la charge (10,3N.m).
- Le flux statorique et le flux rotorique se stabilisé à la valeur de -1,18 Wb et diminué après l'application de charge.

**III.2. Cas d'un modèle de la machine asynchrone triple étoile avec onduleur :**

• **Essai à vide**

Les performances de la machine asynchrone triple étoile lors d'un fonctionnement à vide  $Cr = 0$ . Sont représentent dans la figure.II.6 :





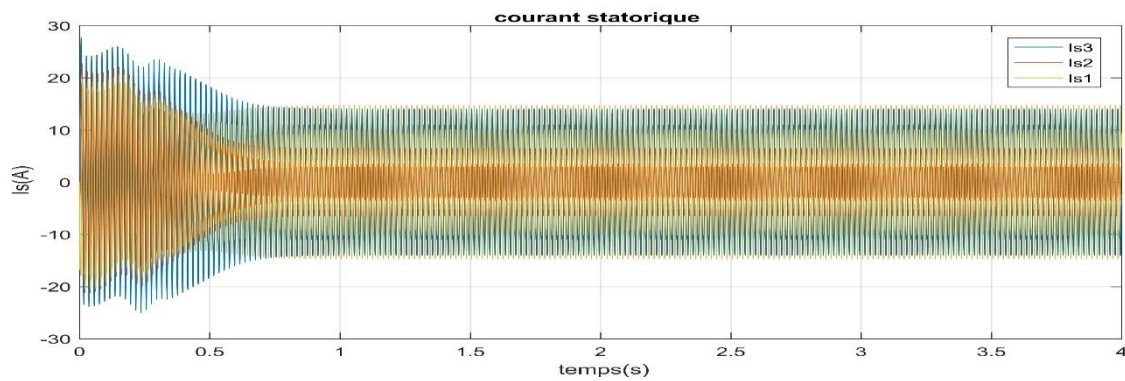
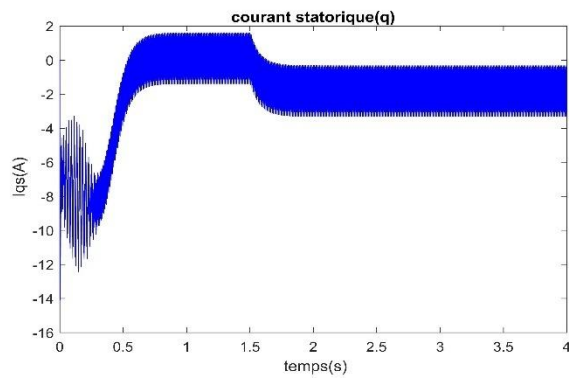
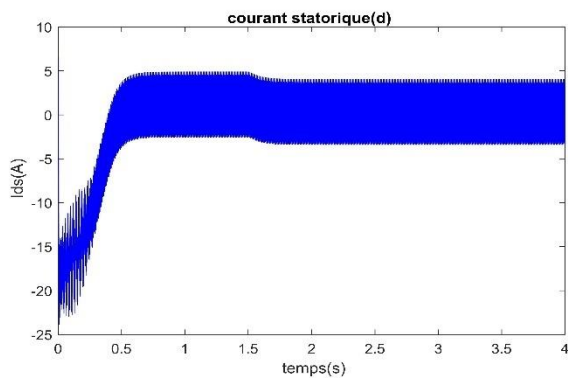
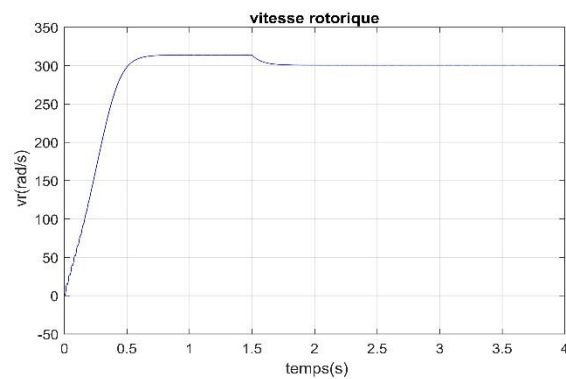
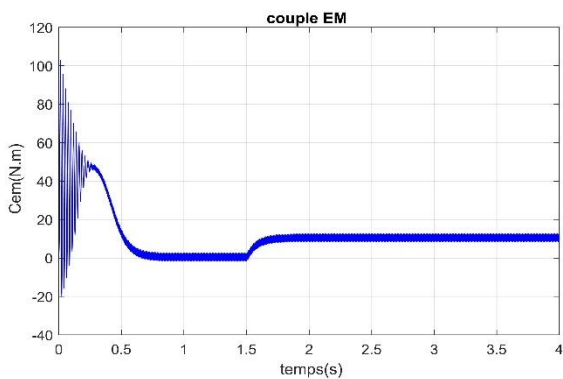
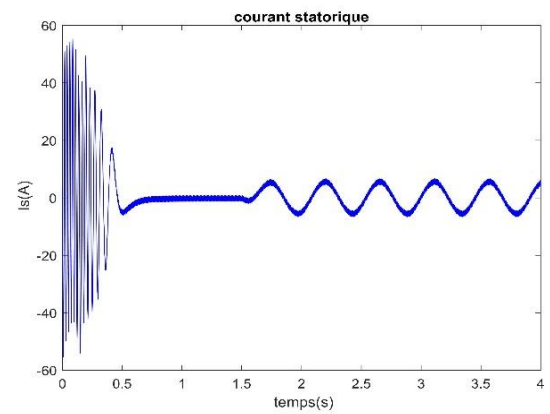
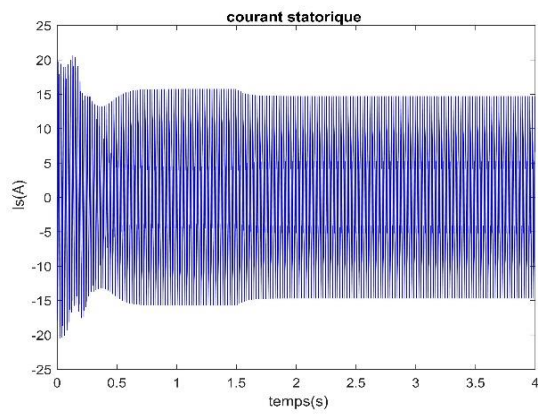
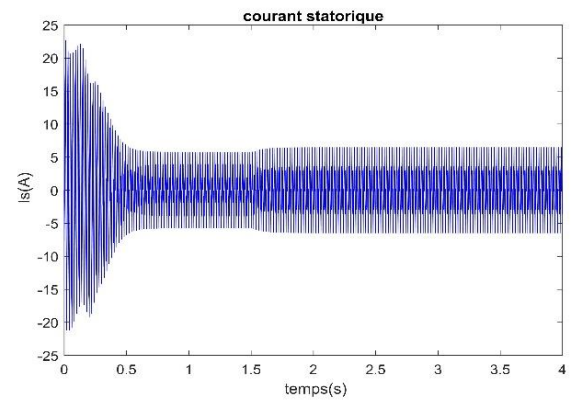
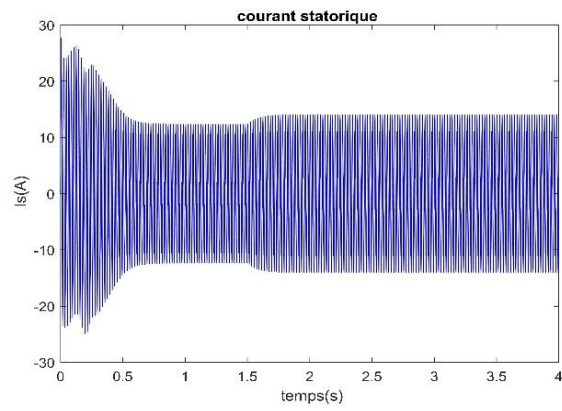
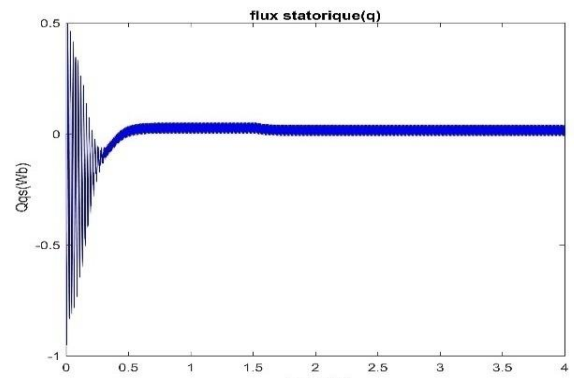
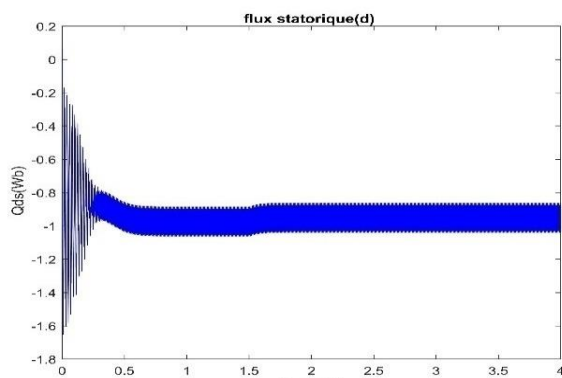
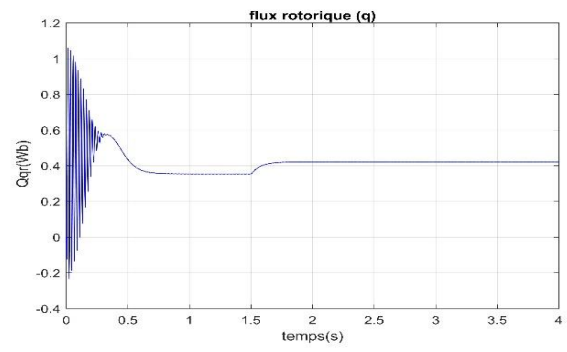
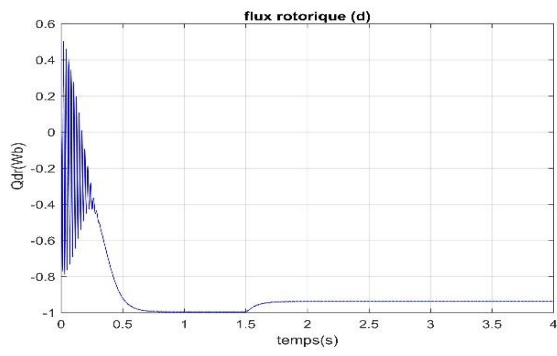


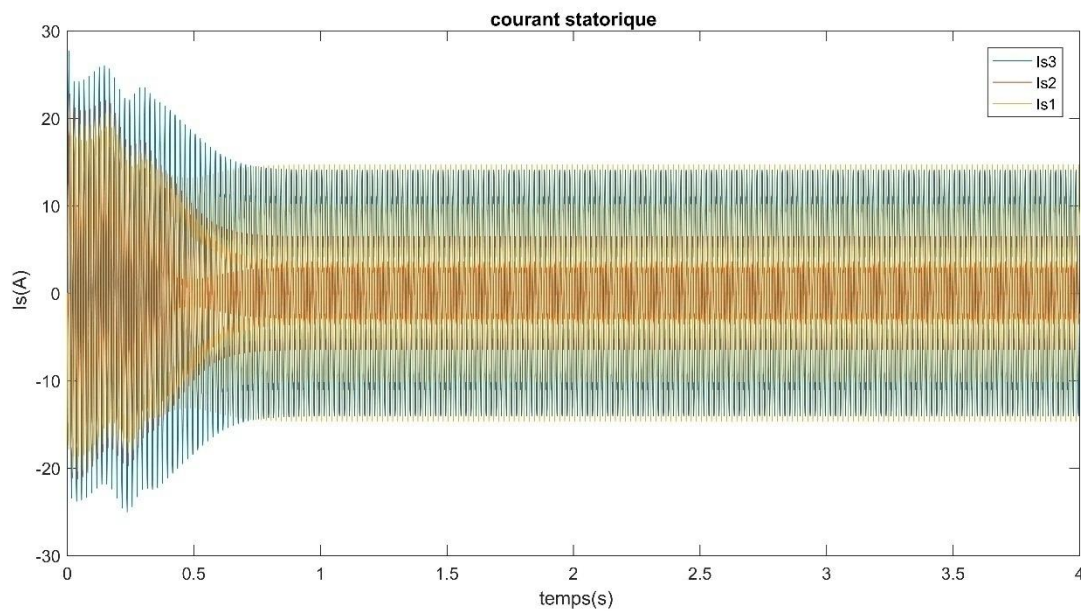
Figure II. 6 : Evolutions des caractéristiques de la machine asynchrone à triple étoile avec onduleur vide

- Essai en charge

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone triple étoile lors de l'application d'une charge  $C_r = 10 \text{ N.m}$  à partir de l'instant  $t = 1.5\text{s}$ . Cette charge correspond au fonctionnement nominal de la machine.







**Figure II. 7 :** Evolutions des caractéristiques de la machine asynchrone à triple étoile avec onduleur charge

- **Interpretation des resultants**

L'examen des courbes de la figure (II.7) permet de constater que :

**a) En fonctionnement à vide ( $C_r = 0$ ) :**

- Les courants statoriques présentent des dépassements excessifs mais qui disparaissent rapidement au bout de quelques alternances pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.
- L'allure de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire. Elle se stabilise à une valeur très proche de celle du synchronisme (glissement presque nul).
- Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire présente aux premiers instants de démarrage des battements importantes, est atteint sa valeur nominale après, il tend vers le régime de charge considéré ( $C_r = 0$ ).

**b) En fonctionnement en charge ( $C_r = 10N.m$ ,  $t = 1.5s$ ) :**

- Les courants statoriques augmentent à une certaine valeur à cause de l'augmentation du couple.
- Une légère diminution de la vitesse à cause de l'existence de la charge.
- Le couple électromagnétique tend vers la valeur du couple résistant.

- Le flux  $\phi_{dr}$  à des oscillations dans la zone négative et se stabilise à la valeur  $-1.17 \text{ Wb}$  par contre le flux  $\phi_{qr}$  à des oscillations presque dans la zone positive et tend vers une valeur presque nulle dans le régime établi.

## II-7 Conclusion

Le présent chapitre a fait l'objet d'une modélisation de l'association machine asynchrone triple étoile avec alimentation par trois onduleurs de tension. Dans la première partie le modèle de la MASTE a été établi dans le cadre de la théorie de Park en passant du système réel triphasé au système biphasé équivalent dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. La deuxième partie de ce chapitre a traité l'alimentation de la MASTE par les onduleurs de tension (deux niveaux) commandé une fois par la technique MLI sinus-triangulaire. En fin, les résultats de simulation obtenue ont permis d'étudier le comportement de la MASTE alimentée par les différentes sources. Pour améliorer le comportement dynamique de la machine lorsqu'elle est soumise à des perturbations, la suite du travail sera consacrée à la régulation de la vitesse de rotation de la machine en utilisant la technique de la commande vectorielle PI.

**CHAPITRE III. Commande vectorielle PI appliqué aux Moteur  
Asynchrone Triple Etoile**

### III-1 Introduction :

De nombreuses applications industrielles nécessitent des systèmes d'entraînement à vitesse variable et à performances dynamiques élevées. Cette tâche a été remplie pendant longtemps par la machine à courant continu grâce au découplage naturel entre le flux et le couple. Ce découplage naturel des deux grandeurs les rend indépendamment contrôlables. Mais ces machines sont d'une construction mécanique assez compliquée.

Actuellement on s'intéresse plus aux machines à courant alternatif, en particulier, aux machines asynchrones qui sont simples à construire, robustes et sont caractérisées par leurs longévités et leurs faibles coûts. [GRO 10]

La commande vectorielle offre un certain nombre d'avantages, y compris le contrôle de la vitesse sur une large gamme, la régulation précise de la vitesse et la réponse dynamique rapide. Cependant, cette commande exige la disponibilité d'un modèle mathématique du système, ce qui n'est pas toujours réalisable en présence d'imprécisions et d'incertitudes liées aux paramètres mal connus, difficilement identifiables et aux dynamiques négligées [RAFA 14]

Au début des années 70 Blaschke et Hasse ont présenté une nouvelle théorie de commande par flux orienté qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et aux développements des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des machines asynchrones. [REZ 15]

Enfin, nous présentons une interprétation physique de la commande vectorielle dans le cas de la machine asynchrone triple étoile alimentée en tension. Ainsi, nous montrons que la commande vectorielle peut être représentée par un retour d'état non linéaire. Le modèle d'équations de la machine est donné pour décrire le fonctionnement dynamique de la commande vectorielle. [GRO 10]

## III-2 Commande vectorielle

### III-2 .1 Principe de commande vectorielle

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine tels le flux, le couple, la vitesse ou la position.

En 1971, Blaschke a proposé une nouvelle théorie de commande. C'est la commande à flux orienté ou contrôle vectoriel qui permet de ramener le comportement de la machine asynchrone à la machine à courant continu à excitation séparée. [LAR 05]

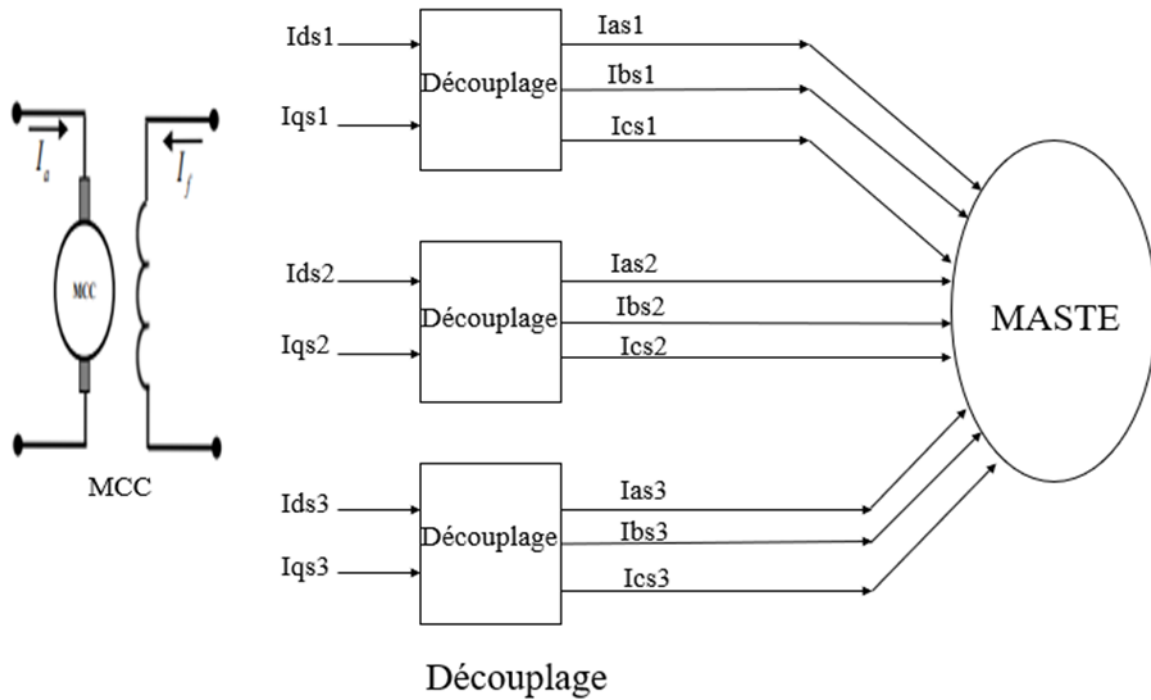


Figure III. 1 : Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu.

La commande vectorielle consiste à contrôler le flux par une composante du courant et le couple par une autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe d-q et une loi de commande. Or, le couple est donné par:

$$C_{em} = P \frac{M}{L_s} (\Phi_{sq} I_{rd} - \Phi_{sd} I_{rq}) \tag{3.1}$$

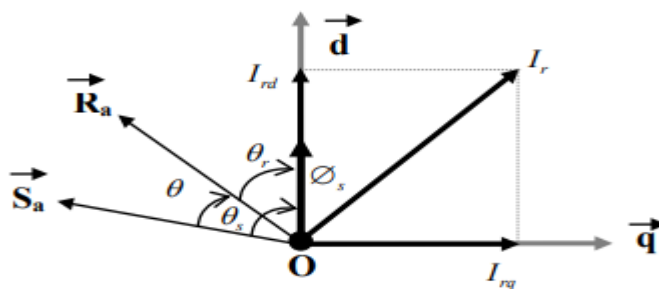


Figure III. 2 : Illustration de l'orientation du flux statorique.

Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. Alors, on se place dans un référentiel d-q lié au champ tournant avec une orientation du flux statorique (l'axe d aligné avec la direction du flux statorique) comme le montre la figure III.2, on obtient [BEN 19]

$$\Phi_{sd} = \Phi_s$$

L'expression du couple déviant :

$$C_{em} = -P \frac{M}{L_s} (\Phi_{sI_{rq}}) \quad (3.2)$$

### III-2 .2 Orientation du flux :

Beaucoup de stratégies de contrôle des machines à courant alternatif appartiennent à la famille des techniques dites vectorielle et la commande à flux orienté en est une. Fig (III.3).

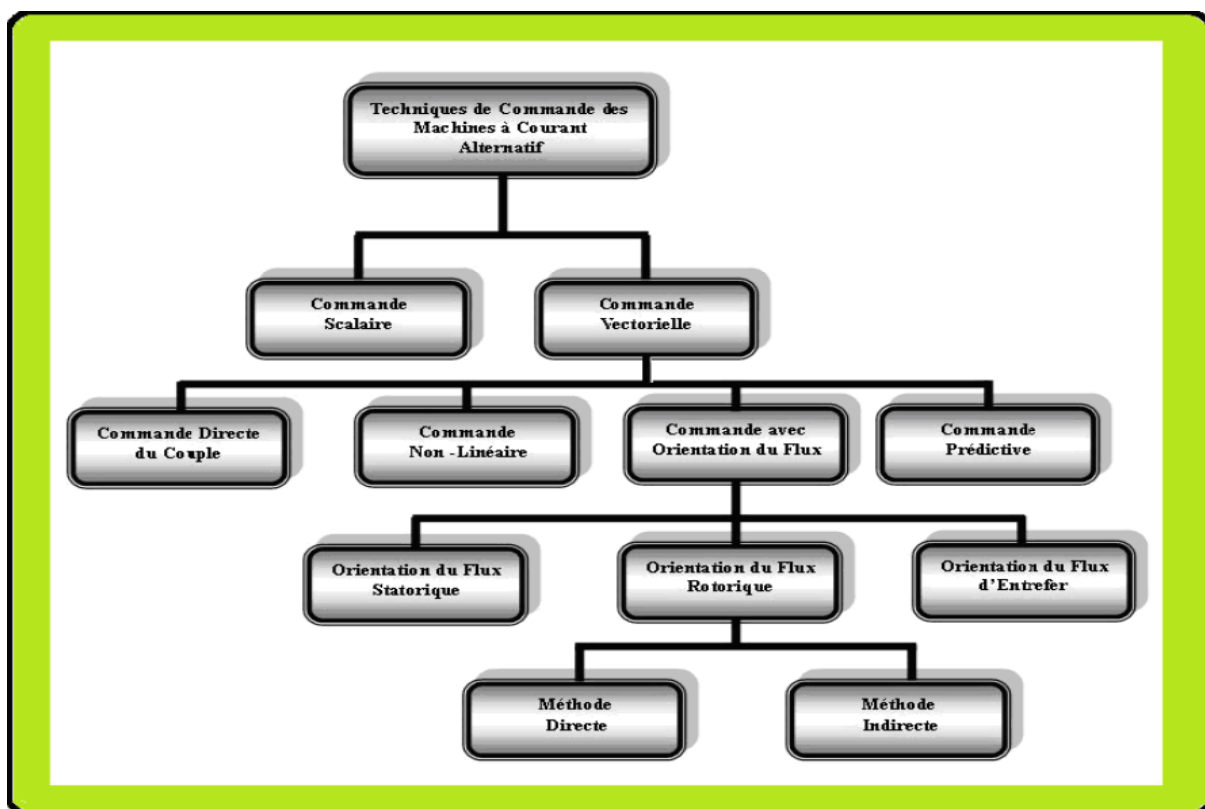


Figure III. 3 : Techniques de commande vectorielle de la MAS

Mesurer la position du flux dans la machine ou estimer cette position (en boucle ouverte), est indispensable à la commande vectorielle. Selon l'approche suivie, on distingue essentiellement deux méthodes pour orienter le flux rotorique.

La commande par orientation de flux est basée sur le choix d'une référence liée au flux qu'on désire orienter. Par conséquent trois types d'orientation du flux sont possibles : [SAK 17]

-Orientation du flux rotorique :  $\Phi_{rd} = \Phi_r$  et  $\Phi_{rq} = 0$

-Orientation du flux statorique :  $\Phi_{sd} = \Phi_s$  et  $\Phi_{sq} = 0$

Orientation du flux d'entrefer :  $\Phi_{md} = \Phi_m$  et  $\Phi_{mq} = 0$

Dans les trois cas, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante en quadrature du courant statorique avec le flux. Seul le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une indépendance du flux par rapport à la composante en quadrature du courant statorique.

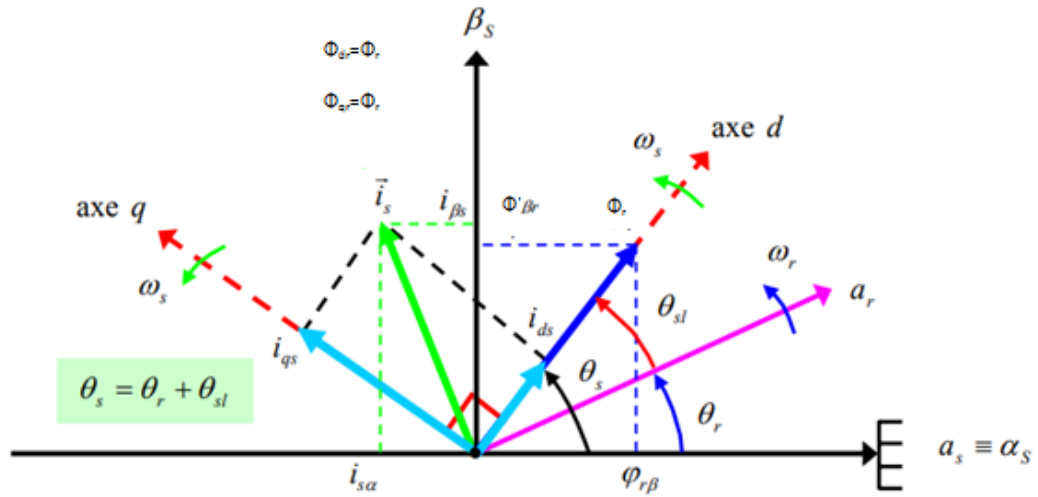


Figure III. 4 : Principe de l'orientation du flux (rotorique, statorique, entrefer). [GRO 10]

Beaucoup de chercheurs utilisent l'orientation du flux rotorique pour la commande de la machine asynchrone. Dans notre étude, nous avons opté pour la technique d'orientation du flux rotorique. Pour la machine asynchrone triple étoile, la commande vectorielle consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique.

Dans l'expression du couple électromagnétique de la MASTE si on coïncide le flux rotorique avec l'axe (d) du référentiel lié au champ tournant, c'est-à-dire flux directe rotorique égale au flux rotorique et le flux quadratique nulle :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{(L_r + L_m)} [(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{s3q})\Phi_{rd} - (I_{s1d} + I_{s2d} + I_{s3d})\Phi_{rq}] \quad (3.3)$$

L'équation (3.3), devient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{(L_m + L_r)} [(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{s3q})\Phi_r] = K\Phi_r I_{sq} \quad (3.4)$$

$$\underline{K} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{(L_m + L_r)} I_{sq} = (I_{s1q} + I_{s2q} + I_{s3q})$$

D'après l'équation (3.2) nous constatons que le couple électromagnétique résulte de l'interaction d'un terme de flux et d'un terme de courant. Cette expression rappelle le couple de la machine à courant continu à excitation séparée. On déduit donc que le fonctionnement de la machine asynchrone double étoile, avec sa commande vectorielle est similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. [BEG AZE]

### III-3 Stratégies de commande :

Pour la réalisation de la commande vectorielle, il existe deux méthodes : la méthode directe et la méthode indirecte. Le problème principal qui se pose dans cette réalisation est la détermination précise et en permanence de la position et du module du flux. [BET 17]

#### III-3.1 Commande vectorielle directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement. Toutefois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. [MED YAS]

#### III-3.2 Commande vectorielle indirecte :

Dans le cas de la commande indirecte, le flux n'est pas régulé (c'est à dire ni mesuré, ni estimé). Celui-ci est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle  $\theta_s$  qui est obtenu à partir de la pulsation statorique  $\omega_s$ , qui est la somme de la pulsation rotorique  $\omega_r$  estimée et la  $\omega_r$  pulsation mécanique  $P.\Omega$  mesurée. Cette méthode élimine donc l'utilisation d'un capteur ou d'un observateur du flux [KHA 17]

### III-4 Découplage par compensation :

L'objectif est dans la mesure, du possible de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, et découplage par compensation. Nous présenterons ce dernier type de découplage. [MEL 14]

Définissons quatre nouvelles variables de commande  $U_{s1d} U_{s1q} U_{s2d} U_{s2q} U_{s3d} U_{s3q}$  telles que :

$$\begin{cases} V_{S1d}^* = V_{s1d} - e_{s1d} \\ V_{S1q}^* = V_{s1q} - e_{s1q} \\ V_{S2d}^* = V_{s2d} - e_{s2d} \\ V_{S2q}^* = V_{s2q} - e_{s2q} \\ V_{S3d}^* = V_{s3d} - e_{s3d} \\ V_{S3q}^* = V_{s3q} - e_{s3q} \end{cases} \quad (3.5)$$

Avec :

Les tensions  $V_{s1d}$ ,  $V_{s2d}$ ,  $V_{s3d}$ ,  $V_{s1q}$ ,  $V_{s2q}$  et  $V_{s3q}$  sont alors reconstituées à partir des tension  $V_{s1d}$ ,  $V_{s1q}$ ,  $V_{s2d}$ ,  $V_{s2q}$ ,  $V_{s3d}$  et  $V_{s3q}$ .

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel :

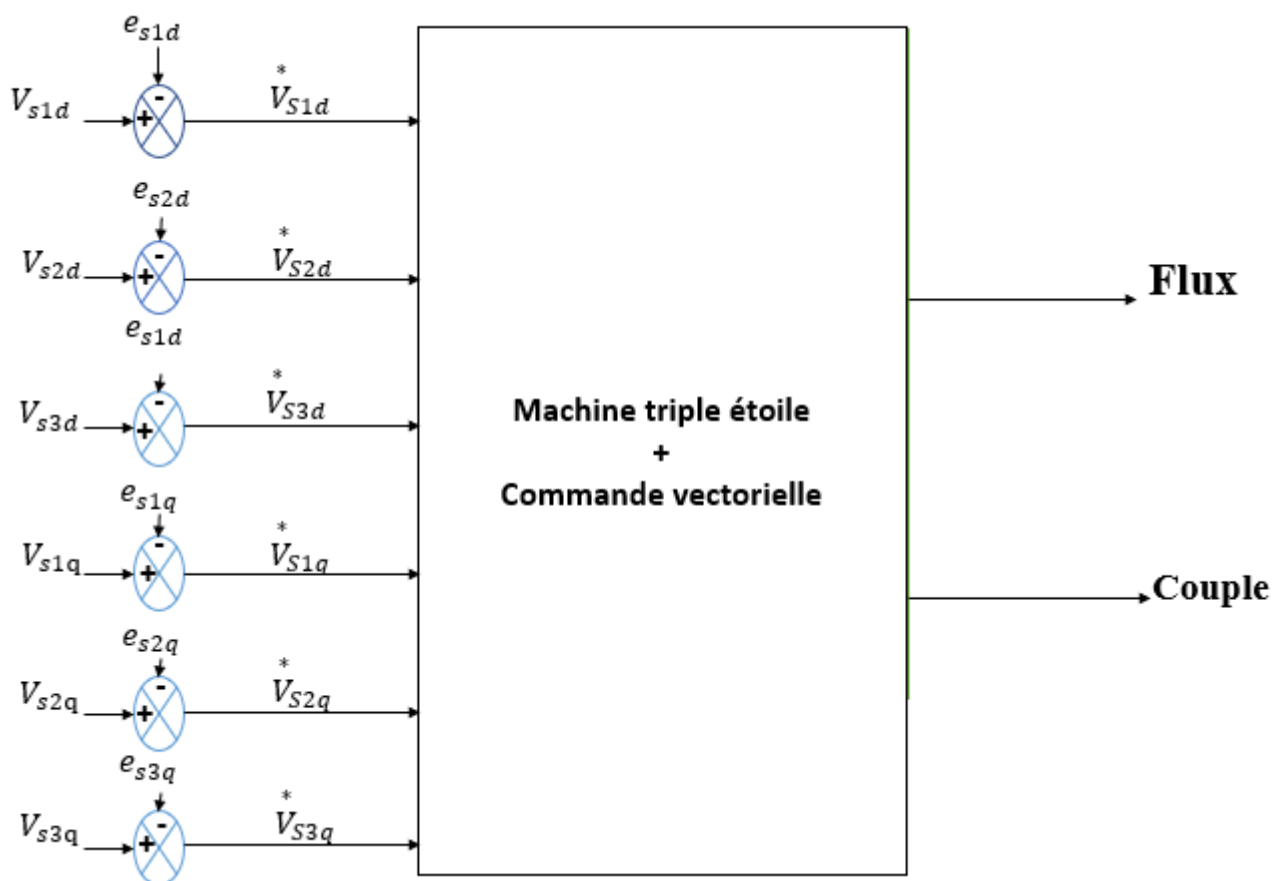


Figure III. 5 : Reconstitutions des tensions  $V_{s1d}$ ,  $V_{s2d}$ ,  $V_{s3d}$ ,  $V_{s1q}$ ,  $V_{s2q}$  et  $V_{s3q}$

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel Les actions sur les axes d et q sont découplées

$$\begin{cases} V_{s1d} = R_s I_{s1d} + L_s \frac{dI_{s1d}}{dt} \\ V_{s1q} = R_s I_{s1q} + L_s \frac{dI_{s1q}}{dt} \\ V_{s2d} = R_s I_{s2d} + L_s \frac{dI_{s2d}}{dt} \\ V_{s2q} = R_s I_{s2q} + L_s \frac{dI_{s2q}}{dt} \\ V_{s3d} = R_s I_{s3d} + L_s \frac{dI_{s3d}}{dt} \\ V_{s3q} = R_s I_{s3q} + L_s \frac{dI_{s3q}}{dt} \end{cases} \quad (3.6)$$

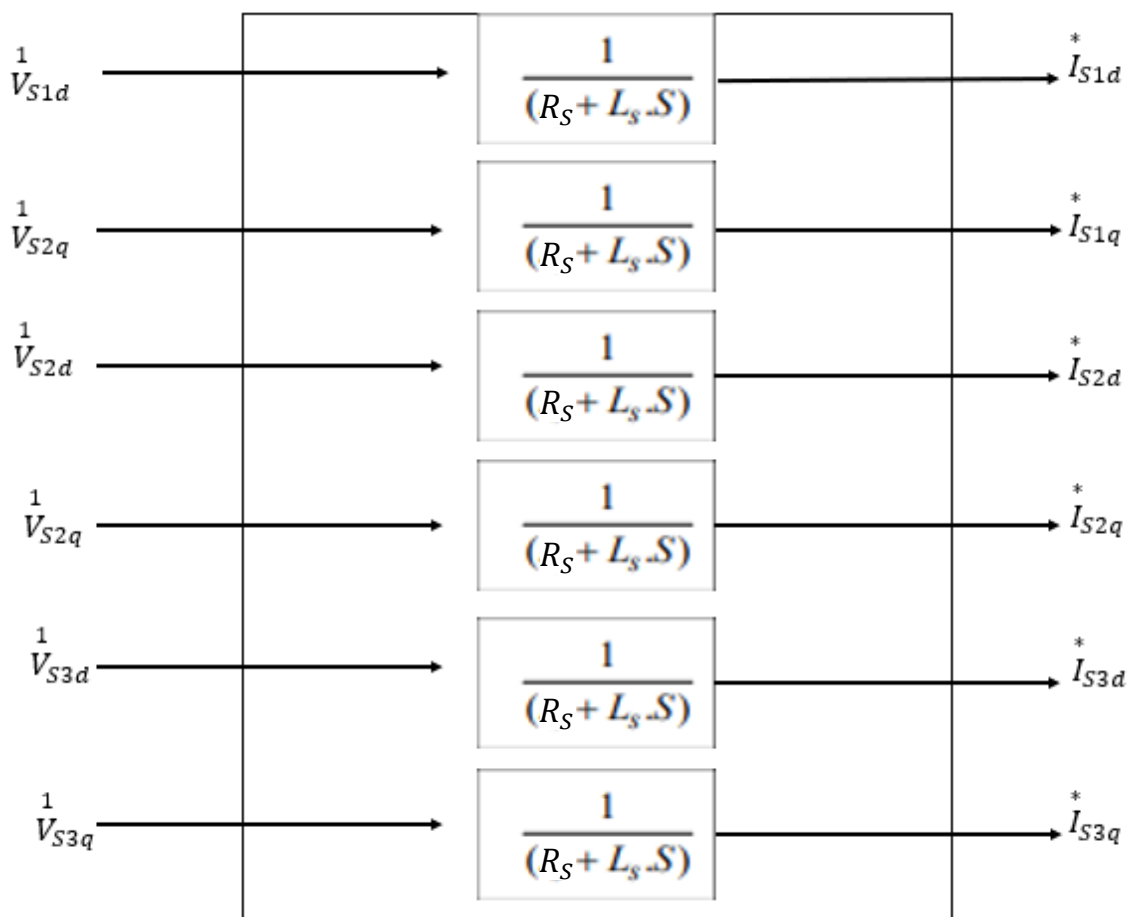


Figure III. 6 : Commande découplé – expression de  $I_{s1d}$ ,  $I_{s1q}$ ,  $I_{s2d}$ ,  $I_{s2q}$ ,  $I_{s3d}$  et  $I_{s3q}$

$$\begin{cases} V_{s1d} = [R_s + L_s \cdot S] I_{s1d} \\ V_{s1q} = [R_s + L_s \cdot S] I_{s1q} \\ V_{s2d} = [R_s + L_s \cdot S] I_{s2d} \\ V_{s2q} = [R_s + L_s \cdot S] I_{s2q} \\ V_{s3d} = [R_s + L_s \cdot S] I_{s3d} \\ V_{s3q} = [R_s + L_s \cdot S] I_{s3q} \end{cases} \quad (3.7)$$

Les deux enroulements statoriques sont identiques, donc les puissances fournies par les deux systèmes d'enroulements sont égales d'où :

$$\begin{cases} I_{s1d} = I_{s2d} = I_{s3d} = \frac{I_{sd}}{2} \\ I_{s1q} = I_{s2q} = I_{s3q} = \frac{I_{sq}}{2} \end{cases}$$

Donc :

$$\begin{cases} I_{s1d} = I_{s2d} = I_{s3d} = \frac{I_{sd}}{2} = \frac{1 + T_r S}{2L_m} \Phi_r \\ I_{s1d} = I_{s2d} = I_{s3d} = \frac{I_{sq}}{2} = \frac{L_m + L_r}{2L_m \Phi_r} C_{em} \end{cases}$$

Avec :

$$S = \frac{d}{dt} \quad \text{et} \quad T_r = \frac{L_m + L_r}{R_r}$$

### III-5 Synthèse des régulateurs PI :

Pour la réalisation d'une commande vectorielle de la MASTE et régler les courants  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$ , la vitesse et le flux, il faut utiliser des régulateurs Proportionnels Intégrales (PI), à cause des avantages qu'ils apportent (rapidité, simplicité, autorisant la fréquence du MLI, etc...) et qu'il assure une erreur nulle grâce à l'action d'intégration.

Les régulateurs de courants ont pour but d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. Nous avons vu que le découplage entre les axes d et q nous permet d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et du couple, notamment, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne et compenser rapidement les perturbations.

Tous les régulateurs, qui seront utilisés dans notre travail, seront de type PI dont la forme de la fonction de transfert est :

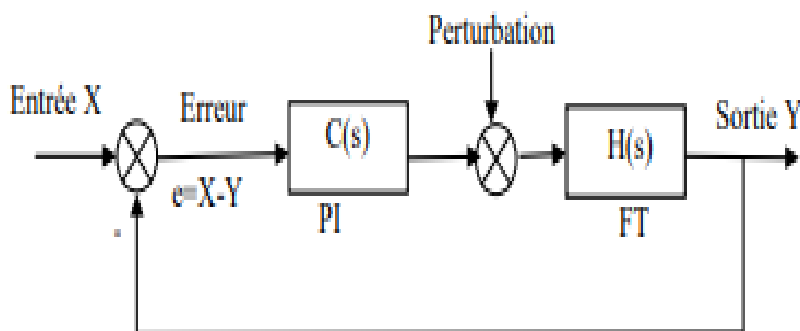
$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

Avec :

$K_p$  : Le coefficient de proportionnalité ;

$K_i$ : Le coefficient d'intégration.

La figure suivante montre le schéma fonctionnel de régulation d'un système asservi du premier ordre à retour unitaire régulé par un PI valable selon les deux axes d et q.



**Figure III.7** : Schéma fonctionnel du système asservi du premier ordre régulé par un PI.

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$F(s) = \frac{T(s)}{1+T(s)} = \frac{K_p s + K_i}{as^2 + (b + K_p)s + K_i}$$

Le dénominateur de la fonction de transfert de chaque régulateur est de la forme :

$$D(s) = s^2 + 2\varepsilon\omega_0 s + 2\omega_0^2$$

Pour avoir un comportement bien amorti avec un amortissement relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés. [RAH 20]

### III-5.1 Régulateurs des courants :

Pour chaque boucle de courant un régulateur proportionnel-intégral est adopté où l'action proportionnelle permet de régler la rapidité et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

D'après les équations de la machine associées au découplage par compensation, le schéma fonctionnel du contrôle du courant  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  est représenté par la figure suivante :

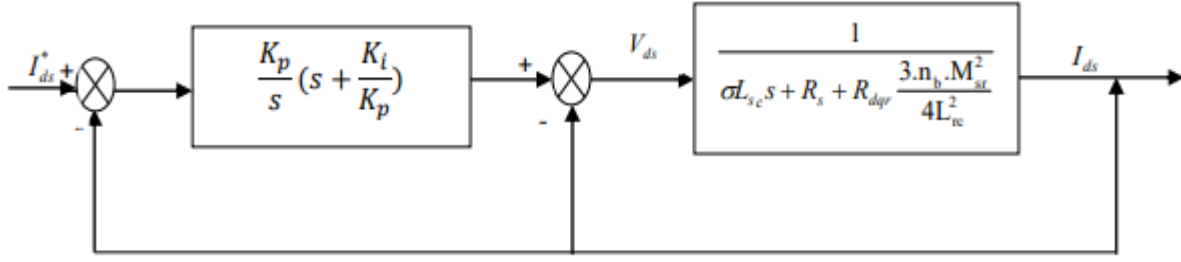


Figure III. 8 : Boucle de régulation du courant

On pose:

$$A(s) = \frac{1}{\sigma L_{sc} s + R_s + R_{dq} \frac{3 \cdot n_b \cdot M_{sr}^2}{4 L_{rc}^2}} = \frac{b}{s+a}$$

D'où :

$$a = \frac{R_s + R_{dq} \frac{3 \cdot n_b \cdot M_{sr}^2}{4 L_{rc}^2}}{\sigma L_{sc}} \quad \text{et} \quad b = \frac{1}{\sigma L_{sc}}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte  $F_{do}(s)$  est comme suit :

$$F_{TBO}(s) = A(s) K_p \left( s + \frac{K_i}{K_p} \right) = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_{sc}}{R_s + R_{dq} \frac{3 \cdot n_b \cdot M_{sr}^2}{4 L_{rc}^2}} s} K_i \left( \frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) = \frac{A_o}{1 + \tau s} K_i \left( \frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) \quad (3.9)$$

Avec :

$$A_o = \frac{1}{R_s + R_{dq} \frac{3 \cdot n_b \cdot M_{sr}^2}{4 L_{rc}^2}}$$

D'où :

$$\frac{K_p}{K_i} s + 1 = 1 + \tau s \Rightarrow \tau = \frac{K_p}{K_i} = \frac{1}{a}$$

Avec :

$\tau$ : la constante de temps dans la boucle interne.

La fonction de transfert en boucle fermée  $F_{TBF}(s)$  est :

$$F_{TBF}(s) = \frac{\frac{A_o}{1 + \tau s} K_i \left( \frac{K_p}{K_i} s + 1 \right)}{\left( s + \frac{A_o}{1 + \tau s} K_i \left( \frac{K_p}{K_i} s + 1 \right) \right)} \Rightarrow \tau_{BF} = \frac{1}{A_o K_i}$$

Les paramètres du régulateurs sont alors donnés par :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{A_o \tau_{BF}} \\ K_p = \frac{\tau}{A_o \tau_{BF}} \end{cases}$$

Les mêmes valeurs des coefficients sont adoptées pour les deux boucles de courant  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$ .

Les boucles des courants jouent un rôle primordial puisque, tout en assurant le contrôle vectoriel, elles garantissent les protections nécessaires à l'ensemble convertisseur- machine. Ainsi, l'introduction de limitations sur les références des courants  $I_{sd}^*$  et  $I_{sq}^*$  assure la maîtrise des courants même s'il apparaît un problème sur les boucles de régulation externe. [SOU 16]

**III-5.2 Régulateur PI de vitesse :**

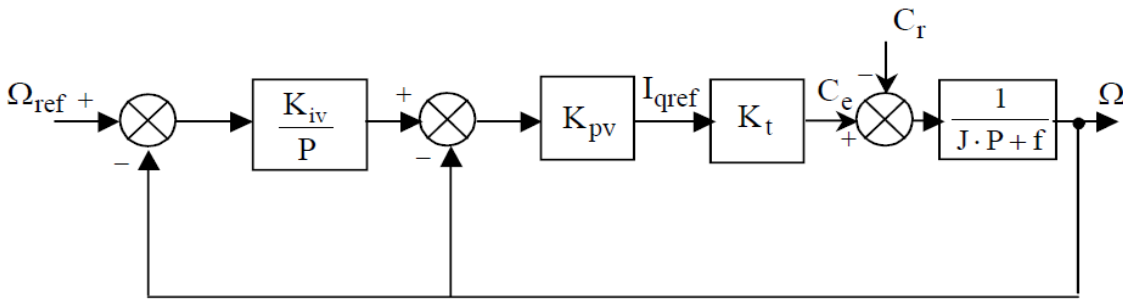


Figure III.9 : Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de la vitesse.

Le régulateur de vitesse permet de déterminer la consigne de couple  $C_{em}^*$  pour la commande de la machine, l'équation mécanique est donnée par :

$$\frac{\omega(s)}{C_{em}(s)} = \frac{P}{K_f + J \cdot S}$$

D'après le schéma fonctionnel de régulation de vitesse figure (III.7), on peut déduire la fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse suivante :

$$\frac{\omega(s)}{\omega^*(s)} = \frac{(K_p \cdot S + K_i) \cdot \frac{P}{J}}{D(S)}$$

L'équation caractéristique  $D(S)$  est donnée par :

$$D(S) = S^2 + \frac{K_f + K_p \cdot P}{J} \cdot S + \frac{K_i \cdot P}{J}$$

Où :

$K_p$  : est le coefficient de proportionnalité ;

$K_i$  : est le coefficient d'intégration ;

$S$  : est l'opérateur de Laplace ;

D(S) : Correspond à un système du second ordre par identification à la forme canonique.

On trouve :

$$2.\varepsilon.W_n = \frac{K_f + K_p.P}{J}$$

$$W_n^2 = \frac{K_i.P}{J}$$

Avec :

$\varepsilon$  et  $W_n$  : Respectivement le facteur d'amortissement et la pulsation propre du système non amorti.

Après les calculs on obtient :

$$\begin{cases} K_i = \frac{J.W_n^2}{P} \\ K_p = \frac{2.\varepsilon.W_n.J - K_f}{P} \end{cases}$$

### III- 6 Bloc de défluxage :

Le flux est généralement maintenu constant à sa valeur nominale  $\Phi_r^n$  pour des vitesses rotoriques inférieures ou égales à la vitesse nominale de la machine  $\Omega_m^n$ . Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine.

Pour cela, on définit le flux de référence comme suit : **[BEG AZE]**

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_r^n & \text{si } \Omega_m \leq \Omega_m^n \\ \frac{\Omega_m^n}{\Omega_m} \Phi_r^n & \text{si } \Omega_m > \Omega_m^n \end{cases}$$

De la vitesse nulle à la vitesse nominale le flux est maintenu constant et la machine fonctionne à couple constant. Pour des vitesses supérieures à la vitesse nominale, le flux doit être affaibli et la machine fonctionne à puissance constante. Pour notre étude, ce bloc de défluxage n'est pas nécessaire car on travaillera toujours à des vitesses inférieures à la vitesse nominale  $\Omega_n$ . **[LAR 05]**

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par **[BEG AZE]**

$$C_{em}^* = \begin{cases} C_{em}^* & \text{si } C_{em}^* \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} \cdot \text{sign}(C_{em}^*) & \text{si } C_{em}^* > C_{em}^{max} \end{cases}$$

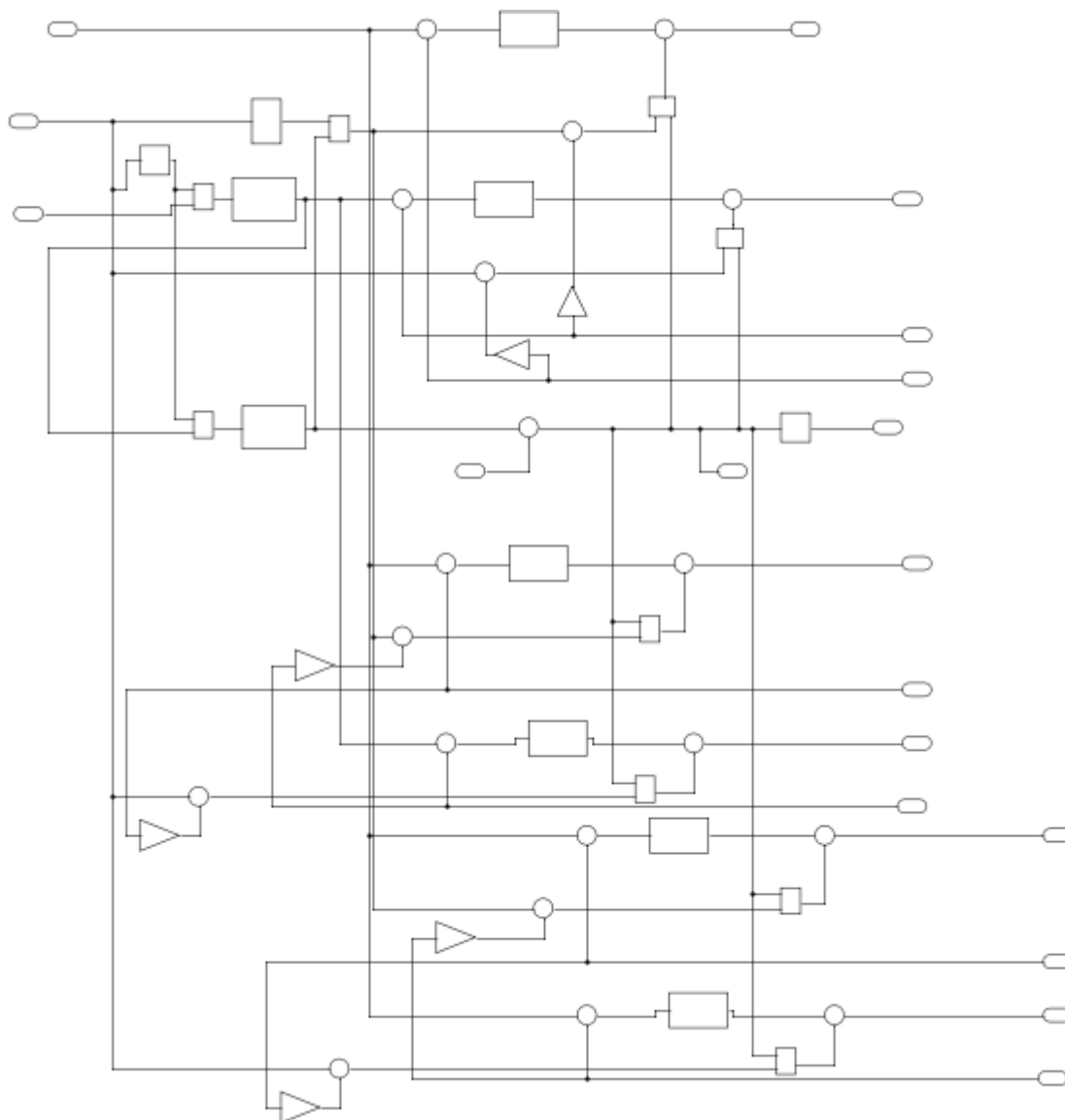


Figure III. 10 : Schéma de la commande

### III.7 Présentation des résultants de simulation :

*Afin de montrer les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle. Nous avons simulé le système dans différents cas de fonctionnement tels que la variation de charge, de la vitesse.*

#### III. 7.1 Simulation avec la charge :

Les résultats de cette simulation montrent que pour une charge  $C_r=10N.m$  fig (III-11), les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé

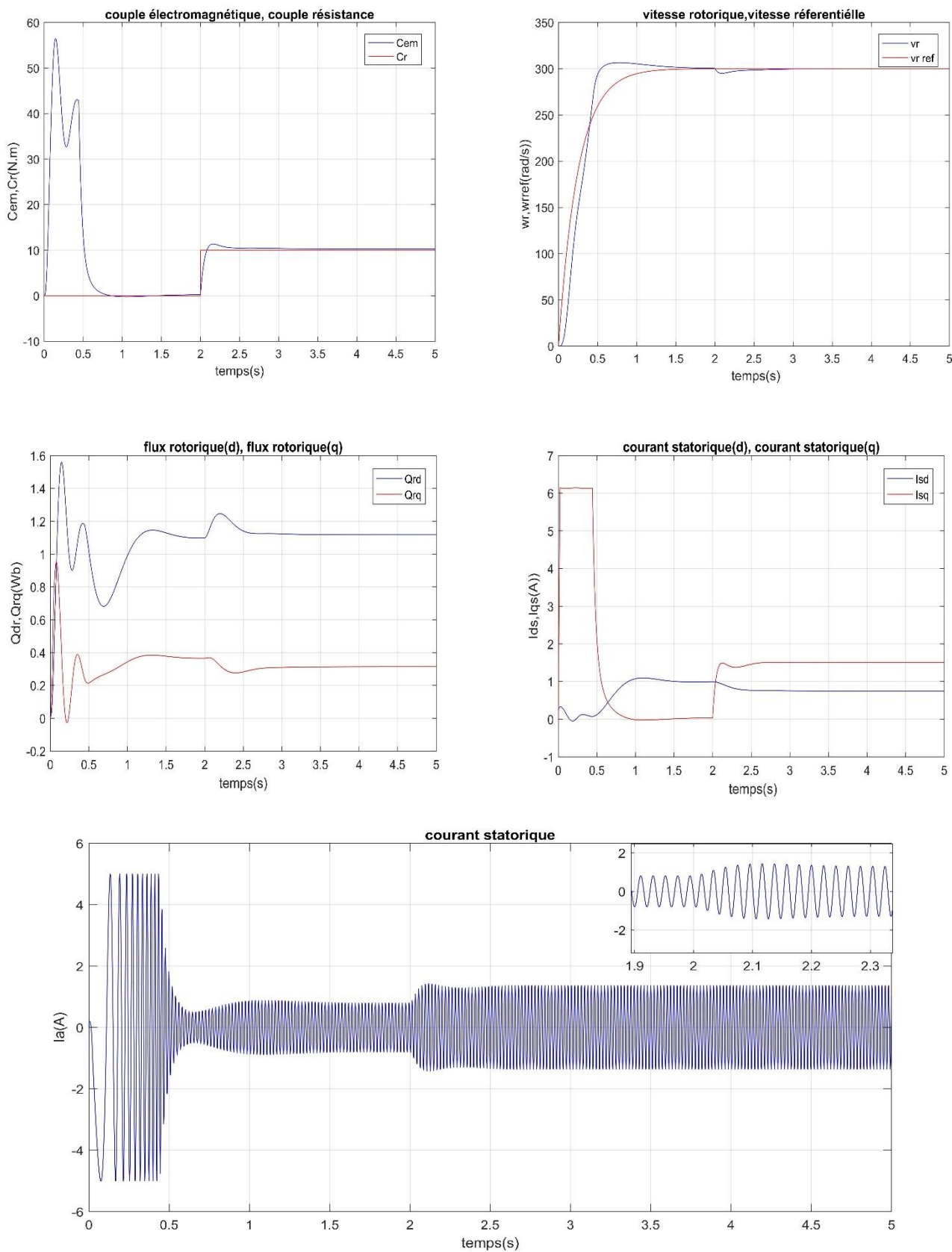


Figure III. 7 : Simulations avec la charge

**Interprétation des résultats:**

-le couple électromagnétique suivi le couple résistance, Le couple électromagnétique présente des oscillations d'amplitude (58, 43N.m) à l'instant  $t=2s$  le couple électromagnétique rejoint sa valeur correspond à la charge (10,3N.m).

-La courbe de la vitesse présente un accroissement linéaire en régime transitoire atteint la valeur maximal (306,5 rad/s), avec un régime nominal (300rad/s), à l'instant de  $t=2$  une diminution de vitesse (295 rad/s) et retourne une valeur nominale (300 rad/s).

**III. 7.2 Simulation avec variation de la charge :**

*Les résultats de cette simulation montrent que pour la variation de charge fig (III-12), les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.*

*La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique  $C_e$  et le flux rotorique, le couple électromagnétique a la même allure que le courant  $I_{sq}$  à un coefficient près ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé ( $\Phi_{rq} = 0$ ) Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la consigne, le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge.*

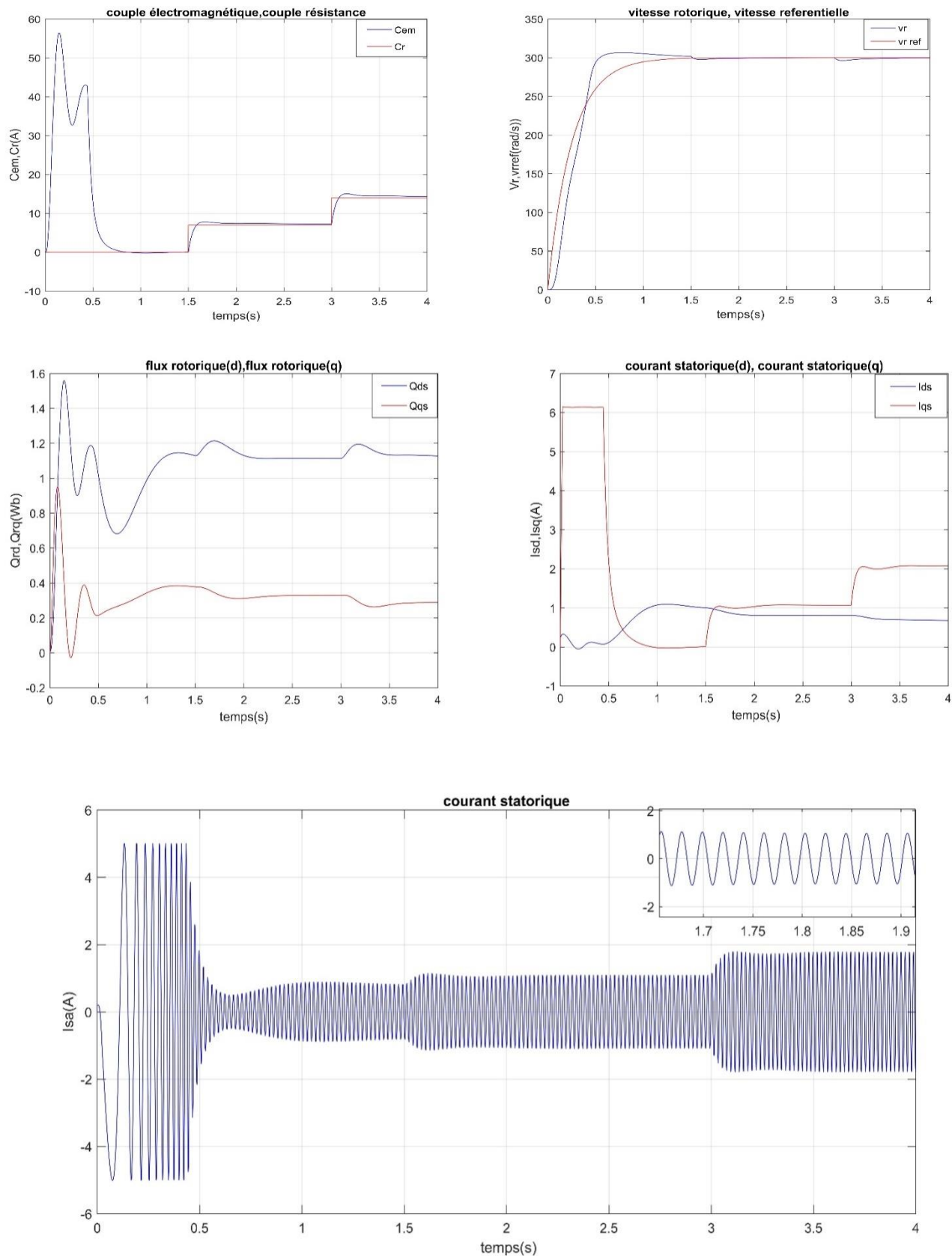
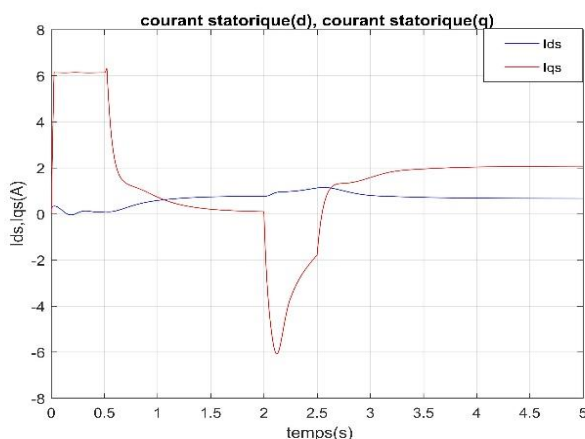
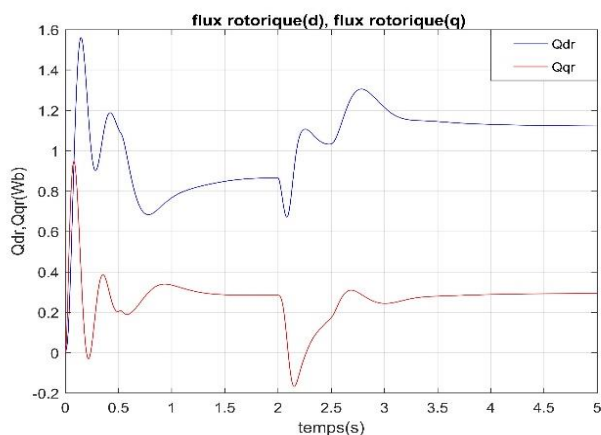
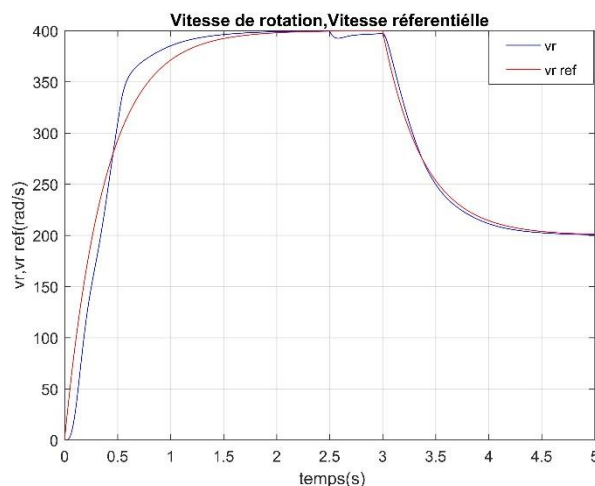
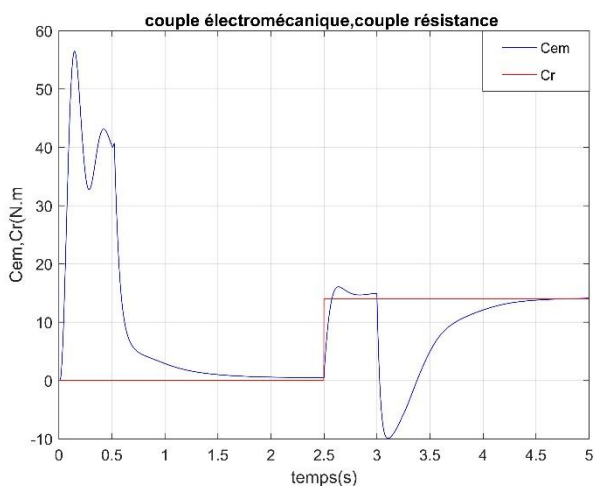
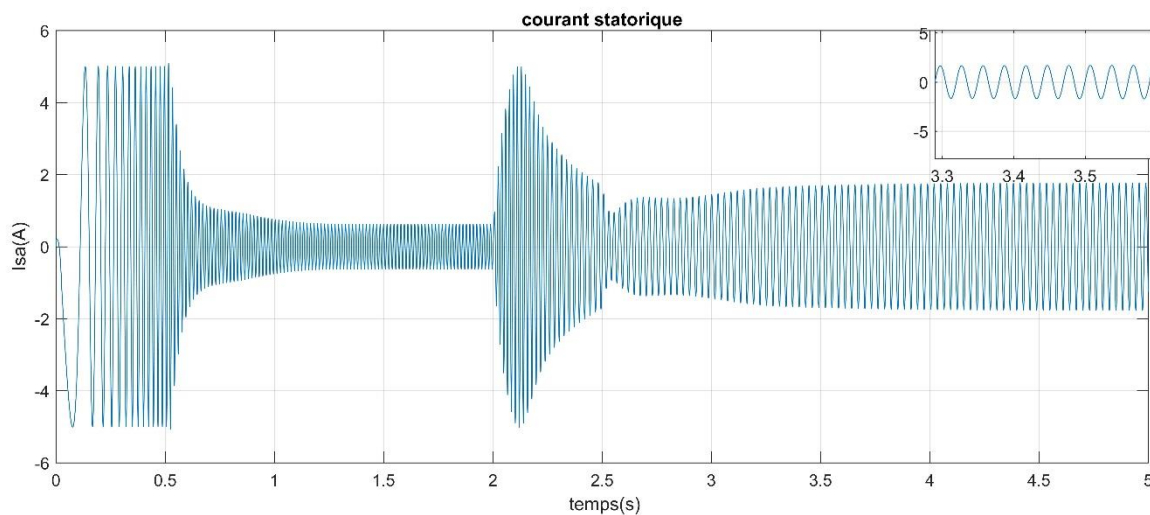


Figure III. 8 : Simulations avec variation de la charge

III.7.3 Simulation avec variation de la vitesse :

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ( $\Omega_{ref} = 400, 200 \text{ rad/s}$ ) de la fig. (III-13) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique. On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suite sa nouvelle référence, cela veut dire que la régulation est robuste. Le couple subit un pic de transction lors du passage d'un mode à l'autre, puis regagne sa valeur sans erreur.





**Figure III. 9 :** Simulations avec variation de vitesse

### III.9- Conclusion :

*Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de base de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple. On a commencé par montrer comment calculer les différents régulateurs, puis on a effectué le test de robustesse pour la variation de vitesse, la charge et la variation de résistance rotorique. Les résultats montrent que la commande vectorielle est sensible à la variation paramétrique.*

### Conclusion Générale

Ce mémoire a permis d'approfondir les connaissances sur la machine asynchrone triple étoile (MASTE) en abordant plusieurs aspects fondamentaux. Dans un premier temps, un état de l'art complet a été réalisé pour situer cette machine dans son contexte, comprendre son fonctionnement, identifier ses avantages et inconvénients par rapport aux machines traditionnelles.

Ensuite, la modélisation de la MASTE a été effectuée en utilisant la théorie de Park pour obtenir un modèle biphasé équivalent simplifié. Différents types d'onduleurs de tension ont été étudiés pour l'alimentation de cette machine, notamment l'onduleur deux niveaux commandé par MLI sinusoïdal. Les résultats de simulation ont permis d'analyser le comportement de la MASTE en fonction de ces sources d'alimentation.

Enfin, une stratégie de commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (DFOC) a été développée et appliquée à la MASTE. Cette approche, basée sur le découplage entre le couple électromagnétique et le flux, a permis d'obtenir un modèle découplé de la machine et d'assurer une régulation efficace de la vitesse à l'aide d'un contrôleur PI classique.

En somme, ce mémoire a contribué à une meilleure compréhension théorique et pratique de la MASTE, en proposant des modèles analytiques rigoureux, des stratégies d'alimentation adaptées et une commande vectorielle performante. Ces travaux ouvrent la voie à de nouvelles perspectives d'utilisation de cette machine dans divers domaines d'application industriels. nous proposons d'effectuer une étude approfondie sur la mise en œuvre sur la nouvelle génération de systèmes flous de type.2 permettant à la fois une meilleure prise en compte des incertitudes et la réduction du temps de calcul.

---

**Annexe**

## Paramètres de la machine asynchrone triple étoile [Azi 24 ]

Puissance nominale	: $P_n = 4,5 \text{ kW}$ ;
Résistance statorique	: $R_s = 3.72 \ \Omega$ ;
Résistance rotorique	: $R_r = 2.12 \ \Omega$ ;
Inductance statorique	: $L_s = 0.022 \text{ H}$ ;
Inductance rotorique	: $L_r = 0.006 \text{ H}$ ;
Inductance Mutuelle	: $L_m = 0.3672 \text{ H}$ ;
Nombre de paires de pôles	: $p = 1$ ;
Coefficient de frottement	: $K_f = 0.001 \text{ N.m/rd/s}$ ;
Angle de décalage	: $\alpha = 20 \text{ Degrés}$ ;
Inertie du moteur	: $J = 0.0625 \text{ Kg. m}^2$
Régulateur de vitesse	: - $k_p = 3$ - $k_v = 1$
Régulateur de courant	: - $k_p = 10$ - $k_v = 6$
Régulateur du flux	: - $k_p = 6,2$ - $K_v = 0,2$

## Références bibliographiques

**[Hel 20]** : HELLALI LALLOUANI « Commande directe du couple basée sur la logique floue type-2 d'une machine asynchrone double étoile » DOCTORAT EN SCIENCES, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2020

**[Saa 14]** : Saad Belhamedi « diagnostic des défauts de la machine Asynchrone contrôlée par différentes techniques de commande » Doctorat en : génie électrique, université mohamed khider - Biskra, 2014

**[Bra 20]** : Brahim KIYYOUR « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile » Doctorat en sciences, Université Mohamed Khider – Biskra, 2020

**[Had 20]** : HADJI Chaabane « Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double étoile » DOCTORAT EN SCIENCES, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2020

**[Rah 20]** : RAHALI Hilal « Commandes non linéaires hybrides et robustes de la machine asynchrone à double étoile MASDE » DOCTORAT EN SCIENCES, Université Mohamed Boudiaf - M'sila, 2020

**[BEN 22]** : BENMAIL Koceila « Étude d'une machine asynchrone à multi-étoile » Mémoire de Fin d'Étude, Université A.MIRA-BEJAIA, 2022

**[Beg Aze]** : BEGHADADI Azeddine « Contribution aux stratégies de commandes non linéaires robustes appliquées à la machine asynchrone à double étoile sans capteur mécanique » université djillali liabes de sidj-bel-abbes.

**[elk 08]** : Elkheir Merabet « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile » Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, 2008

**[BOU 20]** : Bouchareb Khaled & Chelghoum Abdelmouiz « Etude, modélisation et simulation d'une Machine asynchrone » Université KASDI Merbah Ouargla, 2020

**[Abd 17]** : Abderrahim ZEMMIT « Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes » Doctorat 3ème Cycle LMD en Electrotechnique, Université Mohamed Boudiaf - Msila, 2017

**[zer 16]** : Zerzouri Nora « Etude de l'effet de défaut sur le comportement dynamique de la machine asynchrone » présenté en vue de l'obtention du diplôme de doctorat, université badji mokhtar annaba, 2015/2016

**[Kha 17]** : KHAMMAR Fatma « Contribution à l'Etude de la Commande d'une Machine Asynchrone : Approches Intelligentes » Présentée pour l'obtention du diplôme de Doctorat en Sciences, Badji Mokhtar Annaba University, 2017

**[Ber 16]** : Berrabah Fouad « Commande Sans Capteur De La Machine Asynchrone » These Doctorat, Université Badji Mokhtar- Annaba, 2016

**[GRO 10]** : GROUNI Saïd « Optimisation en régime dynamique d'une commande Vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension » Doctorat d'Etat, l'Ecole Nationale Polytechnique, 2010

- [RAFA 14]** : RAFA Souad « Contribution à la Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone en Utilisant des Modèles Intelligents » Docteur En Sciences, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumediene, 2014
- [REZ 15]** : REZAOUI Mohamed Mounir « Modélisation et Commande d'un Convertisseur Matriciel Direct [3xn] Alimentant une Machine Asynchrone Polyphasée » Thèse de Doctorat en Sciences, Ecole Nationale Polytechnique, 2015
- [LAR 05]** : LARABI ABDELKADER « Contribution à l'étude de la commande vectorielle discrète de la machine asynchrone » Thèse de Doctorat d'Etat en Electronique, Ecole Nationale Polytechnique, 2005
- [BEN 19]** : BENMBAREK Mohamed « Commande d'une machine asynchrone en vue de son utilisation dans un système éolien » THESE POUR L'OBTENTION DU TITRE DE DOCTORAT En SCIENCES, École Nationale Polytechnique d'Oran, 2019
- [SAK 17]** : SAKRI Djamel « Commande avec Optimisation d'Energie de la Machine Asynchrone : Théorie et Expérimentation » DOCTORAT EN SCIENCES, Université de Batna 2, 2017
- [BET 17]** : BETTACHE Farouk « Contribution à l'Optimisation et à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Étoile » Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique, 2017
- [MED YAS]** : MEDERHAYARHET Yassine « Contribution à la Commande de la Machines Asynchrones avec Minimisation des pertes fer par des Techniques Avancées » Doctorat en : génie électrique, université mohamed khider -Biskra
- [MEL 14]** : MELIANI Bouziane « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel » Doctorat en Sciences, universite djillali liabes de sidi-bel-abbes, 2014
- [SOU 16]** : Souad LARIBI « Contribution à la Commande et Diagnostic des Défauts Statoriques et Rotoriques de la Machine Asynchrone à Cage d'Ecureuil » Diplôme de Doctorat en Sciences, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2016
- [Azi 24]** : Azib, A., Oubelaid, A., Ziane, D., Benkhoris, M. F. "Control and Performance Analysis of an Indirect Matrix Converter Fed Triple Star Induction Motor", Periodica Polytechnica Electrical Engineering and Computer Science, 2024. <https://doi.org/10.3311/PPEe.22832>

**Résumé :** Les machines asynchrones triphasées sont de loin les mieux connues, leurs problématiques de conception et d'alimentation sont aujourd'hui bien maîtrisées (fabrication, techniques de bobinages, alimentation, commande,...) et restent les plus utilisées, et permettent d'obtenir de bonnes performances surtout dans le domaine de la vitesse variable.

Ce travail est établi pour la commande de la machine asynchrone triple étoile (MASTE) alimentée par trois onduleurs de tension, d'où on a choisi la commande vectorielle avec orientation de flux rotorique par la méthode indirecte dont le but d'obtenir des performances excellentes.

Mots clés : *MASTE*, Onduleur de tension, Modélisation, MLI, PI.

**Abstract:** Three-phase asynchronous machines are by far the best known; their design and power supply issues are well mastered today (manufacturing, winding techniques, power supply, control, etc.), and they remain the most used, providing good performance, especially in the variable speed domain. This work is established for the control of the triple-star asynchronous machine (TSIM) powered by three voltage inverters, where we chose vector control with rotor flux orientation by the indirect method to achieve excellent performance.

Keywords: TSIM, Voltage Inverter, Modeling, PWM, PI.

**ملخص:** تعد الآلات غير المتزامنة ثلاثية الطور الأكثر شهرة بفارق كبير، حيث أن مشكلات تصميمها وتغذيتها أصبحت اليوم مفهومة جيداً (التصنيع، تقنيات اللف، التغذية، التحكم، إلخ) وتظل الأكثر استخداماً، وتسمح بتحقيق أداء جيد خاصة في مجال السرعة المتغيرة. تم إعداد هذا العمل للتحكم في آلة غير متزامنة ثلاثية النجوم (*MASTE*) التي يتم تغذيتها بواسطة ثلاثة محولات جهد، حيث اخترنا التحكم الاتجاهي بتوجيه تدفق الدوار باستخدام الطريقة غير المباشرة بهدف تحقيق أداء ممتاز.

الكلمات المفتاحية: *MASTE*، محول الجهد، النمذجة، *PWM*، *PI*.