

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université A. MIRA-BEJAIA



Faculté de Technologie  
Département de Génie Electrique

## Mémoire de Fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique  
Spécialité : électrotechnique industrielle

### Thème

---

Commande de la machine asynchrone trois étoiles alimentée par  
un convertisseur matriciel

---

**Présenté par :**

Mr. BOUGAHAM Mohamed

Mr. MAHLOUL Ridha

**Devant le jury composé de :**

TAZERART Farid

MADI EL yazid

**Encadré par :**

Mr. AZIB Ahmed

*Soutenu : Le / / 2024*

*Année Universitaire : 2023/2024*

# **REMERCIEMENT**

*Nous remercions notre dieu tout puissant le très miséricordieux, de nous avoir donné la force de faire ce modeste travail.*

*Merci à nos aimables familles de nous avoir soutenue tous ce temps.*

*Merci pour nos professeurs, surtout pour notre promoteur **Mr : AZIB Ahmed***

*Pour son encadrement, sa patience et son aide jusqu'à l'achèvement de ce travail.*

*En suite nos remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger ce travail.*

*Nous exprimons nos vifs remerciements à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin, et encouragé pour la réalisation de ce mémoire, qu'ils trouvent ici l'expression de nos remerciements les plus sincères.*

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A vous chère père.*

*A la mémoire de ma mère.*

*Ce travail est dédié à ma mère, décédée trop tôt, qui m'a toujours poussé et motivé dans mes études.*

*A vous ma tante.*

*A vous mon frères et mes sœur.*

*A toute ma famille et amis qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.*

*A mon binôme.*

# *Dédicaces*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A vous chère père.*

*A vous chère mère.*

*A vous mon frère et ma sœur.*

*Je dédie également ce travail à tous ceux qui m'ont  
encouragé à braver les difficultés que j'ai rencontrées  
pendant l'élaboration de ce mémoire.*

*A tous mes amis (es).*

*A mon binôme.*

# **Table des matières**

## Table des matières

Introduction générale.....	01
----------------------------	----

### Chapitre I :

#### *État de l'Art des Machines multi-phasées*

I.1.Introduction.....	03
I.2.Un aperçu historique sur la machine électrique.....	03
I.3.Machine asynchrone.....	04
I.3.1. Définition.....	04
I.3.2.Constitution de la machine asynchrone.....	04
I.3.3. principe de fonctionnement de la machine asynchrone.....	05
I.4.Les caractéristiques des machines multi-phasées.....	05
I.4.1.Machines multi-phasées de « type1 ».....	05
I.4.2.Machines multi-phasées de « type2 ».....	08
I.5.Applications des machines multi-phasées.....	09
I.6.les avantages des machines multi-phasées.....	09
I.6.1.Segmentation de puissance.....	10
I.6.2.minimisation des ondulations du couple et des pertes rotorique.....	10
I.6.3. La fiabilité.....	10
I.6.4. Elimination d'harmoniques d'espace.....	11
I.7.Inconvénient de la machine multi-phasées.....	11
I.8.Conclusion.....	11

### Chapitre II :

#### *Entraînement d'un Moteur Asynchrone Trois Etoile par Convertisseurs Matriciels*

II.1.Introduction.....	12
II.2.Description de la machine asynchrone à trois étoiles.....	12
II.3.Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à trois étoiles.....	13
II.4.Hypothèses simplificatrices.....	14
II.5.Modèle triphasé de la machine asynchrone à trois étoiles.....	14
II.5.1.Equation de tensions.....	14

II.5.2. Les équations de forme matricielle.....	15
II.5.3. Équation des flux.....	16
II.5.4. Équation mécanique.....	19
II.5.5. Expression du couple électromagnétique.....	19
II.6. Modèle biphasé de la machine asynchrone à trois étoiles.....	20
II.6.1. La transformation de Park.....	20
II.6.2. Choix du référentiel.....	22
II.6.3. Modèle de MASTE selon le système d'axe généralisé « d, q ».....	22
II.7. Puissance instantanée et couple électromagnétique.....	26
II.8. Simulation et interprétation des résultats des MASTE.....	27
II.9. Alimentation de la MASTE par un convertisseur matriciel direct à commande SVM.....	31
II.9.1. Définition de CM.....	31
II.9.2. Structure d'un convertisseur matriciel triphasé-triphasé.....	31
II.9.2.1. Vecteurs de commutation admissible.....	33
II.9.2.2. Principe de fonctionnement du convertisseur matriciel k.....	34
II.9.3. Modélisation en vue de la commande.....	34
II.9.3.1. Introduction.....	34
II.9.3.2. Définition de la tension intermédiaire fictive.....	35
II.9.3.3. Commande de l'étage onduleur.....	36
II.9.3.4. Commande de l'étage redresseur.....	41
II.9.4. Commande du convertisseur matriciel direct.....	43
II.9.5. Association de la MASTE avec trois convertisseurs matriciels.....	44
II.10. Performance de l'association convertisseur matriciel direct avec MASTE.....	44
II.10.1. Interprétation des résultats.....	46
II.11. Conclusion.....	46

### **Chapitre III :**

#### ***Commande Vectorielle de la MASTE***

III.1. Introduction.....	47
III.2. Principe de la commande vectorielle.....	47
III.3. Choix d'orientation du flux.....	48
III.4. Méthodes de la commande vectorielle.....	49

III.4.1.Méthodes directe.....	49
III.4.2.Méthodes indirecte.....	49
III.5.Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse.....	49
III.5.1.Synthèse des régulateurs PI.....	53
III.5.2.Simulation et interprétation des résultats.....	55
III.6.Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse.....	57
III.6.1.Bloc de défluxage.....	57
III.6.2.Calcul des paramètres du régulateur de vitesse.....	57
III.6.3.Simulation et interprétation des résultats.....	58
III.7.Conclusion.....	60
Conclusion générale.....	61
Annexe A : Les paramètres de MASTE.....	62
Annexe B : paramètres des différents régulateurs PI.....	63
Bibliographie.....	64



## **Liste des figures et tableaux**

## Liste des figures

### Chapitre I :

**Figure I.1 :** Vue éclatée d'un moteur asynchrone électrique.....03

### Chapitre II :

**Figure II.1 :** Représentation des enroulements de de la MASTE.....13

**Figure II.2 :** Représentation schématique du modèle de Park de la MASTE.....23

**Figure II.3 :** Evolution des caractéristiques de la MASTE alimente par trois Sources sinusoïdale.....29

**Figure II.4 :** Structure de convertisseur matriciel triphasé-triphasé .....32

**Figure II.5 :** Commutateur bidirectionnel équivalent.....32

**Figure II.6 :** Interrupteurs bidirectionnels .....33

**Figure II.7 :** Exemple pour définition du vecteur de commutation de matrice.....34

**Figure II.8 :** Circuit équivalent du convertisseur matriciel.....35

**Figure II.9 :** L'onduleur de circuit équivalent.....37

**Figure II.10 :** les sept positions du vecteur spatial de la tension de sortie .....40

**Figure II. 11:** la position du vecteur de tension de sortie.....40

**Figure II.12 :** redresseur du circuit équivalent.....42

**Figure II.13 :** secteur de vecteur de commutation du courant d'entrée.....42

**Figure II.14 :** position du vecteur de courant d'entrée.....43

**Figure II.15:** Association de la MASTE avec trois convertisseurs matriciels.....44

**Figure II.16:** l'évolution des caractéristiques de la MASTE alimentée par trois convertisseurs matriciels directs.....45

### Chapitre III :

**Figure III.1 :** principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASTE.....48

**Figure III.2 :** Schéma bloc simplifié de la commande a flux orienté (FOC).....50

**Figure III.3:** Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques.....53

**Figure III.4:** Schéma bloc de découplage en FOC.....54

**Figure III.5 :** Evolution de la MASTE par la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse.....56

**Figure III.6:** Bloc de défluxage.....57

**Figure III.7:** Bloc de régulation de la vitesse.....57

**Figure III.8:** Evolution de la MASTE par la commande vectorielle indirecte avec réglage de vitesse.....59

## **Liste des tableaux**

### **Chapitre I :**

**Tableau I.1 :** Machines multi-phasées de type 1 (multi-étoile).....7

**Tableau I.2 :** Machines multi-phasées de type 2.....8

**Tableau I.3 :** Quelques machines asynchrones et leurs domaines d'application.....9

### **Chapitre II :**

**Tableau II.1 :** commutation possible pour l'étage onduleur (1=actif, 0=inactif).....38

**Tableau II.2 :** séquences de commutation pour la modulation double sens.....44

**Liste des symboles :**

## Liste des symboles :

$N_s$  : La vitesse de synchronisme.

$f$  : fréquence du réseau.

$p$  : nombre de paires de pôles.

$g$  : Le glissement.

$N_{ph\alpha}$  : Nombre des phases équivalentes.

$N_{ph}$  : Nombre des phases.

$\alpha$  : angle électrique de décalage entre les deux étoiles (rd).

$V_{sabc\ 1,2,3}$  : Tensions simples d'alimentation de la MASTE.

$i_{sabc\ 1,2,3}$  : Courants statoriques de la MASDE.

$i_{rabc}$  : Courants rotoriques de la MASTE.

$R_{s1}, R_{s2}, R_{s3}, R_r$  : Résistances des enroulements statoriques 1, 2,3 et rotorique par phase.

$\omega_s$  : Pulsation électrique fondamentale des grandeurs statorique (rd/s).

$\omega_r$  : Pulsation électrique fondamentale des grandeurs rotorique (rd/s).

$\omega_{gl}$  : Pulsation électrique fondamentale du glissement (rd/s).

$\omega_{coor}$  : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé (rd/s).

$C_e$  : Couple électromagnétique (N.m).

$C_r$  : Couple résistant (de charge) (N.m).

$\Omega$  : Vitesse de rotation de la machine.

$J$  : Moment d'inertie ( $\text{kg.m}^2$ ).

$W$  : énergie électromagnétique.

$\theta_{geom}$  : L'angle géométrique.

$\theta_{elect}$  : L'angle électrique.

$\theta_r$  : Position du rotor par rapport à l'étoile 1 (rd).

$\theta_{r-\alpha}$  : Position du rotor par rapport à l'étoile 2 (rd).

$\theta_{r-2\alpha}$ : Position du rotor par rapport à l'étoile 3 (rd).

$\theta_{gl}$ : Angle entre les systèmes d'axes biphasés et triphasé.

$f$ : Fréquence de la tension de référence (Hz).

$V_{ds1}, V_{qs1}$ : Tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de PARK (d,q) (V).

$V_{ds2}, V_{qs2}$ : Tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de PARK (d,q) (V).

$V_{ds3}, V_{qs3}$ : Tensions de l'étoile 3 dans le référentiel de PARK (d,q) (V).

$V_{dr}, V_{qr}$ : Tensions rotoriques dans le référentiel de PARK (d,q) (V).

$I_{ds1}, I_{qs1}$ : Courants de l'étoile 1 dans le référentiel de PARK (d,q) (A).

$I_{ds2}, I_{qs2}$ : Courants de l'étoile 2 dans le référentiel de PARK (d,q) (A).

$I_{ds3}, I_{qs3}$ : Courants de l'étoile 3 dans le référentiel de PARK (d,q) (A).

$I_{dr}, I_{qr}$ : Courants rotorique dans le référentiel de PARK (d,q) (A).

$\varphi_{ds1}, \varphi_{qs1}$ : Flux de l'étoile 1 dans le référentiel de PARK (d,q).

$\varphi_{ds2}, \varphi_{qs2}$ : Flux de l'étoile 2 dans le référentiel de PARK (d,q).

$\varphi_{ds3}, \varphi_{qs3}$ : Flux de l'étoile 3 dans le référentiel de PARK (d,q).

$\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$ : Flux de rotoriques dans le référentiel de PARK (d,q).

$L_{ms}$ : Inductance mutuelle maximale entre deux phases de l'étoile.

$L_{mr}$ : Inductance mutuelle maximale entre deux phases du rotor.

$L_{sr}$ : Inductance mutuelle maximale entre une phase de l'étoile (1,2,3) et une phase du rotor.

$L_{s1,2,3}, L_r$ : Inductances de fuit des enroulements statorique et rotorique.

$L_{s1r}, L_{s2r}, L_{s3r}$ : Inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$L_{s-1,2,3}$ : Inductances mutuelles entre phases du stator 1,2 et 3.

d , q : Référentiel lié au champ tournant.

$V_{em}$ : Représente la valeur maximale des d'alimentation.

$T_{séq}$ : Période de commutation.

$d_\alpha$ : Rapport cyclique du vecteur tension de sortie  $V_\alpha$ .

$d_\beta$  : Rapport cyclique du vecteur tension de sortie  $V_\beta$ .

$m_v$ : Indice de modulation du l'onduleur.

$d_\delta$ : Rapport cyclique du vecteur courant d'entrée  $I_\delta$ .

$d_\gamma$ : Rapport cyclique du vecteur courant d'entrée  $I_\gamma$ .

$V_{aK}, V_{bK}, V_{cK}$  : Tensions d'entrée du convertisseur matriciel.

$i_{aK}, i_{bK}, i_{cK}$  : Courants d'entrée du convertisseur matriciel.

$V_{xk}, V_{yk}, V_{zk}$  : Tensions de sortie du convertisseur matriciel.

$i_{xk}, i_{yk}, i_{zk}$  : Courants de sortie du convertisseur matriciel.

$V_{dc}$  : Tension continue intermédiaire fictive.

S : Opérateur de Laplace.

$K_i$  : Gain intégral.

$K_p$  : Gain proportionnel.

$K_{p-1,2,3}, K_{i-1,2,3}$  : Gains proportionnels et intégraux des régulateurs PI des courants statoriques (étoiles 1,2et3).

$K_{pv}, K_{iv}$  : Gain proportionnels et intégraux des régulateurs de vitesse PI.

$K_f$  : Coefficient de frottement (Nms/rd).

$\varphi_n$  : flux nominal.

\* (exposant) : grandeur de référence.

$\tau_r$  : Constante de temps rotorique.

# Notation



## **Notation :**

FOC : Field oriented control (Commande a flux orienté)

SVM : Space vector modulation

CM : Convertisseur Matriciel

PI : Proportional-Integral

MASTE : Machine asynchrone trois etoile

MCC : Moteur à courant continu

IGBT : Insulated gate bipolar transistor

# **Introduction générale**

## *Introduction générale*

### **Introduction générale :**

Les progrès réalisés dans le domaine des entraînements électriques ont donné naissance à diverses machines, notamment les moteurs à induction. Au cœur de ces progrès se trouvent les moteurs asynchrones multi-phasés, représentant une innovation majeure en électrotechnique. Cette évolution, depuis les premières découvertes du XIXe siècle jusqu'aux récentes avancées en modélisation et commande, constitue un pilier essentiel pour de nombreuses applications industrielles.

L'intérêt actuel des chercheurs pour l'étude des machines multi-phasés réside dans la limitation de puissance de la machine asynchrone triphasée face à la croissance de la consommation d'énergie électrique et des applications de forte puissance. Une solution envisagée est l'utilisation de machines à nombre de phases élevé pour segmenter la puissance. [1]

Les machines multi-phasés offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. En effet, la multiplication du nombre de phases permet un fractionnement de la puissance et de ce fait une réduction des tensions commutées à courant donné. De plus, ces machines permettent de réduire l'amplitude et d'augmenter la fréquence des ondulations de couple, permettant ainsi à la charge mécanique de les filtrer plus facilement. Enfin, la multiplication du nombre de phases offre une fiabilité accrue en permettant de fonctionner, une ou plusieurs phases en défaut. [2]

Un des exemples les plus courants des machines multi-phasés est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE). Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques constituant les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de  $30^\circ$ . Ils ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobine pour former un enroulement triphasé. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques.

L'étude de la machine asynchrone triple étoile, sa structure, sa modélisation, son alimentation ainsi sa commande, font l'objet des trois chapitres qui constituent ce mémoire.

A cet effet, dans le chapitre initial nous décrivons, un aperçu historique sur les machines électriques en particulier les machine asynchrone triphasé on a mettant en lumière les spécificités et les Caractéristique des machine multiphasées et leur rôle essentiel dans des domaines tel que la traction et l'énergie renouvelable. Aussi l'accent est mis sur les avantages et les inconvénients de la machine.

## ***Introduction générale***

---

---

Deuxième chapitre, on présentera la modélisation de la MASTE après une description de cette dernière, nous développons en première lieu un modèle triphasé de la MASTE en second lieu le modèle biphasé plus simple basé sur la transformation de Park. Ensuite on présentera le convertisseur matriciel direct avec sa modélisation et sa stratégie de commande, après nous présenterons des simulations numériques du comportement dynamique de l'ensemble convertisseur-machine.

Enfin, le dernier chapitre sera consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MASTE. Nous débutons par une explication détaillée du principe de la commande vectorielle, ainsi qu'un rappel des différentes méthodes couramment utilisées. Nous examinons d'abord l'application de la méthode indirecte sans réglage de vitesse. Puis on termine par l'interprétation des résultats de simulation.

On terminera par une conclusion générale sur le travail réalisé.

**Chapitre I :**  
**État de l'Art des Machines multi-phasées**

## **I.1 Introduction :**

Les machines à courant alternatif triphasées sont les plus utilisées de nos jours, mais on s'intéresse depuis longtemps aux machines ayant plus de trois phases. Ces machines portent plusieurs appellations (machines à grand nombre de phases) ou (machines multi-phasées).

L'objectif de ce chapitre est de présenter un état de l'art des machines multi-phasées nous allons exposer premièrement l'historique des machines électriques. Ensuite, on va définir les machines multi-phasées et leurs caractéristiques. Enfin, nous allons préciser les avantages et les inconvénients des machines multi-phasées.

## **I.2 Histoire des machines électriques :[3] [4] [5]**

Historiquement le dix-neuvième siècle fut l'époque des grandes découvertes en électrotechnique dont les bases fondamentales ont été établies entre 1820 et 1830 par des hommes de science parmi lesquelles on se doit de citer : Oersted, Ampère, Biot, savart, la place, ohm, faraday, puis plus tard en 1873 maxwell formalisa les lois de l'électromagnétisme moderne dans son ouvrage fameux : *.treatise on electricity and magnetism*.

Mais ce n'est qu'à partir de 1870 que l'électrotechnique industrielle s'affirma notamment grâce à la production d'énergie électrique par les génératrices à courant continu (dynamos) de gramme et de siemens. Ensuite, dans les années 1880, furent conçus les alternateurs et les transformateurs polyphasés, les premières devaient concurrencer et détrôner les dynamos pour la production de l'électricité ; enfin les travaux du yougoslave tesla et de l'italien ferrarais complétèrent les systèmes à courants alternatifs polyphasés par la conception et la construction des machines d'induction ou machines asynchrones (dépôt de brevet en 1888).

En 1888 Nikola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (Transformateurs, générateurs, moteur synchrones et asynchrones, etc.). Dans ces années, une Lutte entre Edison et Tesla est apparu au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour La production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique.

La première machine asynchrone triphasée réalisée par l'allemand dolivo-Bobrowolski en 1889 cette dernière domine assez largement le domaine des machines électriques, grâce à plusieurs avantages qu'elle présente par rapport aux autres types. Elle est la plus simple à fabriquer, la moins couteuse, la moins exigeante en termes d'entretien.

A partir de la fin des années vingt, les machines à deux enroulements triphasés au stator sont introduites pour développer la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance.

### I.3 Machine asynchrone :

#### I.3.1 Définition :

Le moteur asynchrone est une machine à courant alternatif pour lequel la vitesse de rotation de l'arbre est différente de la vitesse de rotation du champ, ne disposant d'aucune connexion entre son rotor et son stator. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément proportionnelle à la fréquence des courants qui la traversent.

La vitesse est donnée par l'équation suivante :

$$N_s = \frac{60f}{p} \quad (\text{I.1})$$

Avec :

$f$  : fréquence du réseau (Hz).

$p$  : nombre de paires de pôles.

#### I.3.2 Constitution de la machine asynchrone : [6]

La machine asynchrone est constituée de deux parties principales qui sont la partie stator (fixe) et partie rotor mobile (tournant) en général, le stator et le rotor ont une forme cylindrique et sont constitués de matériaux ferromagnétiques chargés de canaliser et d'amplifier les champs magnétiques ces matériaux sont doux pour minimiser l'effet de l'hystérésis et ils sont feuilletés pour réduire les pertes d'énergie par courant de Foucault, causées par les deux champs magnétiques variables. Un entrefer sépare le stator et le rotor, permettant à ce dernière de tourner autour de son axe.

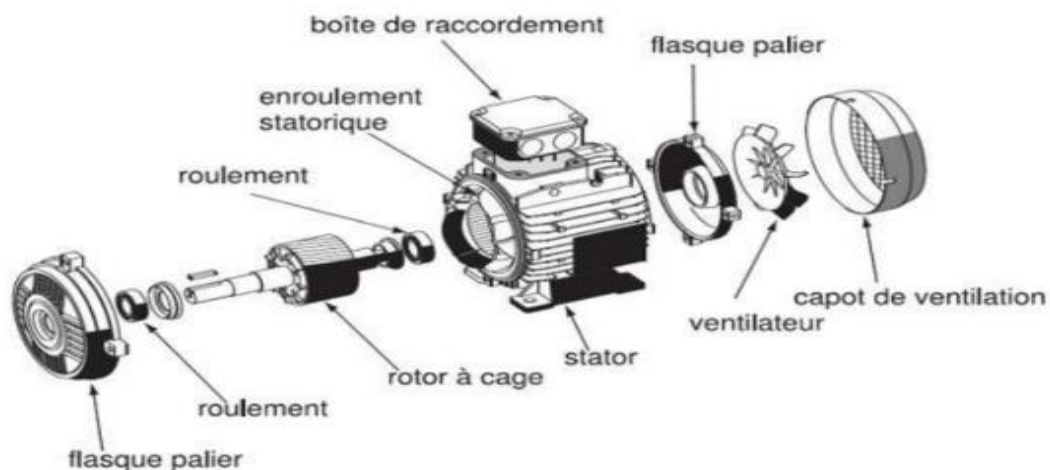


Figure I.1 : Vue éclatée d'un moteur asynchrone électrique.

#### I.3.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone :

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique entre le champ tournant généré par le courant triphasé alimentant l'enroulement statorique depuis le réseau et les courants induit dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont traversés par le champ tournant.

On peut comparer ce fonctionnement de machine asynchrone par le fonctionnement de transformateur où le stator correspond à l'enroulement primaire et le rotor à l'enroulement secondaire. Toutefois dans le cas de la machine asynchrone le rotor peut tourner à une vitesse légèrement différente de celle du champ tournant d'où son nom asynchrone ce léger décalage de vitesse entre le champ tournant et le rotor.

$$n_1 = \frac{f}{p} \quad (\text{tr/s}) \quad (\text{I.2})$$

$f$  : fréquence du réseau (Hz).

$p$  : nombre de paires de pôles.

L'interaction électromagnétique de deux parties d'une machine asynchrone (sans collecteur) n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant ( $n_1$ ) diffère de celle du rotor ( $n$ ), c'est-à-dire lorsque  $n \neq n_1$ , car dans le cas contraire, c'est-à-dire lorsque  $n=n_1$ , le champ serait immobile par rapport au rotor et aucun courant ne serait induit dans l'enroulement rotorique.

Le rapport de glissement :

$$g = \frac{n_1 - n}{n_1} \quad \text{OU} \quad g = \frac{n_1 - n}{n_1} * 100 \quad \text{ou} \quad g = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{I.3})$$

Est appelé le glissement d'une machine asynchrone.

#### I.4 Les caractéristiques des machines multi-phasées :

Les machines multi-phasées sont généralement de deux types, selon le nombre de machines multi-phasées la phase du stator peut être ou non un multiple de trois nous pouvons les faire diviser en deux groupes, nous les appelons « machines de type1 » et « machines de type2 ». Par ailleurs, on considère rarement le cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf s'il est un multiple de trois.[5]

##### I.4.1 Machines multi-phasées de « type1 » :[7]

Les machines multi-phasées de « type1 » sont des machines, dont le nombre de phases statorique  $q$  est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les regrouper en  $\eta$  étoiles triphasées.

$$N_{ph} = 3\eta \quad (\eta = 1, 2, 3, 4, \dots) \quad (\text{I.4})$$



Ces machines sont aussi appelées « machines multi-étoile ».

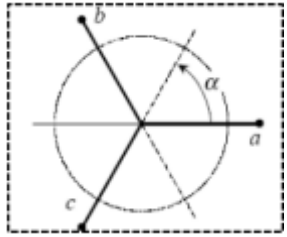
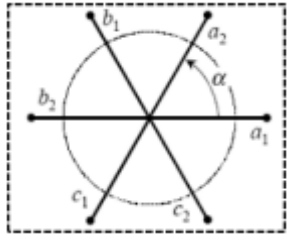
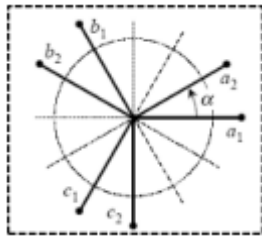
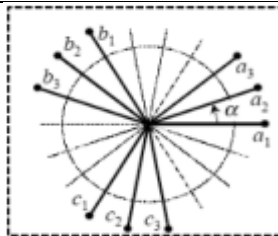
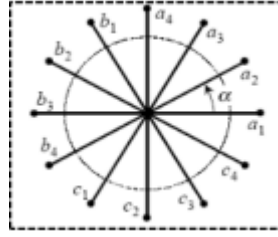
Dans machine électrique à nombre de phase donné, il peut avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire  $\alpha$  entre deux bobines adjacentes (qui correspond d'ailleurs au décalage entre étoiles).

En effet, une machine trois étoile ( $q=9$ ) dont les étoiles sont décalées de ( $\alpha = \pi/9$ ) a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de ( $\alpha = 2\pi/9$ ).

Pour différencier ces diverses configurations possible, on introduit le concept de nombre de phase équivalent, noté  $N_{ph\alpha}$ , celui-ci est défini par la relation suivant :

$$N_{ph\alpha} = \frac{\pi}{\alpha} \quad (I.5)$$

Le **tableau I.1** montre quelque configuration de la machine multi-phasées type 1:

Nombre de phases ( $N_{ph}$ )	Nombre équivalent de phases ( $N_{pha}$ )	Décalage angulaire ( $\alpha$ )	Représentation des axes des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	

**Tableau I.1** : Machines multi-phasées de type 1 (multi-étoile) [8]

**I.4.2** Machines multi-phasées de « type2 » :[8]

Le type de machine dit « type 2 » regroupe les machines multi-phasées ayant un nombre de phases statoriques impair. Les phases sont décalées d'un angle de  $2\pi/N_{ph} = 2\alpha$

Le nombre équivalent de phases est donné par :

$$N_{ph} = N_{pha} = \pi/\alpha \tag{I.6}$$

Le **tableau I.2** montre quelque configuration de la machine multi-phasées type 2:

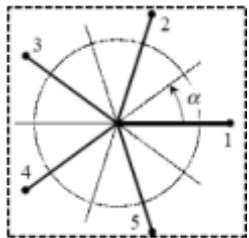
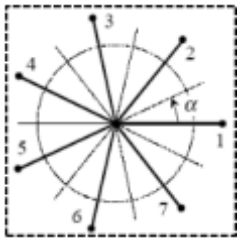
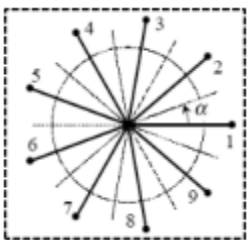
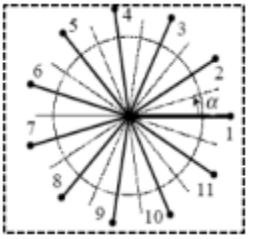
Nombre de phases ( $N_{ph}$ )	Nombre équivalent de phases ( $N_{pha}$ )	Décalage angulaire ( $\alpha$ )	Représentation des axes des bobines
5	5	$\pi/5$	 A circular diagram showing 5 axes labeled 1 to 5. Axis 1 is horizontal to the right. The other axes are spaced at an angle alpha from each other and from axis 1. The axes are enclosed in a dashed square.
7	7	$\pi/7$	 A circular diagram showing 7 axes labeled 1 to 7. Axis 1 is horizontal to the right. The other axes are spaced at an angle alpha from each other and from axis 1. The axes are enclosed in a dashed square.
9	9	$\pi/9$	 A circular diagram showing 9 axes labeled 1 to 9. Axis 1 is horizontal to the right. The other axes are spaced at an angle alpha from each other and from axis 1. The axes are enclosed in a dashed square.
11	11	$\pi/11$	 A circular diagram showing 11 axes labeled 1 to 11. Axis 1 is horizontal to the right. The other axes are spaced at an angle alpha from each other and from axis 1. The axes are enclosed in a dashed square.

Tableau I.2 : Machines multi-phasées de type 2.[8]

## I.5 Applications des machines multi-phasées :

Les machines multi phases trouvent diverses applications grâce à leurs avantages spécifiques par rapport aux machines triphasées classique est sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées.

Le **tableau I.3** donne quelques machines asynchrones et leurs utilisations :[9]

Nombre de phases	Puissance	Domaine d'application
6	600 KW	Eolienne
9	1.4 MW	Générateur
12	1.7 à 5 MW	Sous-marins

**Tableau I.3** : Quelques machines asynchrones et leurs domaines d'application

Voici quelques-unes des applications des machines multi-phasées :

### 1. Systèmes de traction électrique :

- Les machines multi-phasées offrent un couple élevé et constant, idéal pour les applications de traction.
- Moteur de traction pour véhicules électrique (voitures, trains, navires).

### 2. Eoliennes :

- Elles permettent un fonctionnement plus lisse et une meilleure qualité de puissance électrique produit.

### 3. Application navales :

- Les machines multi-phasées offrent une redondance accrue et une fiabilité améliorée, essentielles dans les applications maritimes.
- Propulsion électrique du sous-marin les navires.

### 4. Aéronautique :

- Actionneur électriques pour le système de commande de vol.

## I.6 Les avantages des machines multi-phasées :[5] [10] [11]

Les machines polyphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles. Parmi ces avantages on peut citer : la segmentation de puissance, la fiabilité, la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotorique.

**I.6.1 Segmentation de puissance :**

A puissance donnée lorsque le nombre de phase et augmenté le courant par phase diminue sans augmentation de la tension (ou l'inverse) cela signifie que la puissance totale est répartie sur un nombre de phases plus important réduisant ainsi la puissance demandée par chacune par conséquent, l'alimentation de la machine par un onduleur peut utiliser des composant de puissance de calibre inférieure capable de fonctionner à des fréquences de commutation élevées ce qui permet de minimiser les ondulation de courant et de couple. la segmentation de puissance est l'avantage des machine multi-phasées que l'on met le plus en avant de nos jours, surtout pour les application de forte puissance.

**I.6.2 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques :**

Pour comparer les harmoniques du couple électromagnétique entre une machine conventionnelle et une machine double étoile alimentées par des tensions non sinusoïdales, on observe que: l'ondulation du couple électromagnétique, avec une fréquence six fois celle du fondamentale, est principalement due aux harmonique cinq et sept. Ces harmoniques sont présentes dans la machine triphasée mais naturellement éliminées dans la machine double étoile.

Pratiquement, une machine multi-phasées a des pertes rotoriques moindre qu'une machine triphasée.

**I.6.3 La fiabilité :**

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commandé la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans les machines multi-phasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à  $(N_{ph} - 3)$  phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension équilibré.

Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine.

**1.6.4 Élimination d'harmoniques d'espace :**

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

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

**I.7 Inconvénient de la machine multi-phasées :[8]**

Alimenter la machine asynchrone à double étoile, directement, par le réseau prive l'utilisateur d'un contrôle de vitesse et du couple par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique. Un tel contrôle est réalisable par l'utilisation d'un onduleur de tension qui, malheureusement, cause des harmoniques de courant d'amplitude importante.

L'augmentation de nombre de phases engendre une augmentation de semi-conducteurs à utiliser, ce qui provoque un surcroît du coût de l'ensemble convertisseur-machine, un compromis qui est sûrement surmonté par la segmentation de la puissance.

**I.8 Conclusion :**

Dans ce chapitre, un état de l'art sur les machines multi-phasées, on a donnée idée générale sur l'histoire des machines électriques. Ensuite nous avons discuté différents types de machines multi-phasées qu'on peut classer en deux types : machines multi-phasées dont le nombre de phases est ou non un multiple de trois et machine multi-phasées dont le nombre de phases est impair. D'après les recherches faites sur le nombre équivalent de phase, et leurs avantages et leurs inconvénients.

La suite du travail se concentrera sur la modélisation et la simulation de la machine asynchrone trois étoiles et son alimentation en vue de sa commande.

## **II.1 Introduction :**

La modélisation de n'importe machine représente une étape très importante dans le processus de développement et compréhension approfondie du fonctionnement de la machine grâce à la technologie de programmation Matlab /Simulink, il est possible de réaliser des modélisations performantes et d'optimiser les machines électriques.

La modélisation d'une MASTE implique l'utilisation d'un ensemble d'équation complexe qui décrit son comportement (électrique, magnétique et mécanique). Ces équations doivent être formulées dans différents cadres de référence, en particulier les cadres de référence triphasé et biphasés ces équations sont généralement complexes et nécessitent l'utilisation de certaines hypothèses simplificatrices, dans un deuxième lieu on procédera à l'alimentation de cette dernière par trois convertisseurs matriciels directs à commande vectoriel (SVM). 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. [12]

L'objectif visé par ce chapitre est de présenter en première partie le modèle de la MASTE, dans repère réel (a b c), repère fictif (d, q). Et en seconde partie, on donnera une brève description sur la structure matricielle utilisée pour l'alimentation de la MASTE, ensuite on développera le modèle et la technique de commande (SVM) utilisés pour la structure direct choisie dans ce thème.

## **II.2 Description de la machine asynchrone à trois étoiles :**

La machine asynchrone triple étoile comporte dans le stator trois systèmes de bobinages triphasé décalés entre eux d'un angle électrique  $\alpha$ , qui égale à  $20^\circ$  degrés. Le rotor peut être soit bobiné ou cage d'écureuil.

La **Figure II.1** donne la position des axes d'enroulement des neuf phases statorique constituant la MASTE.

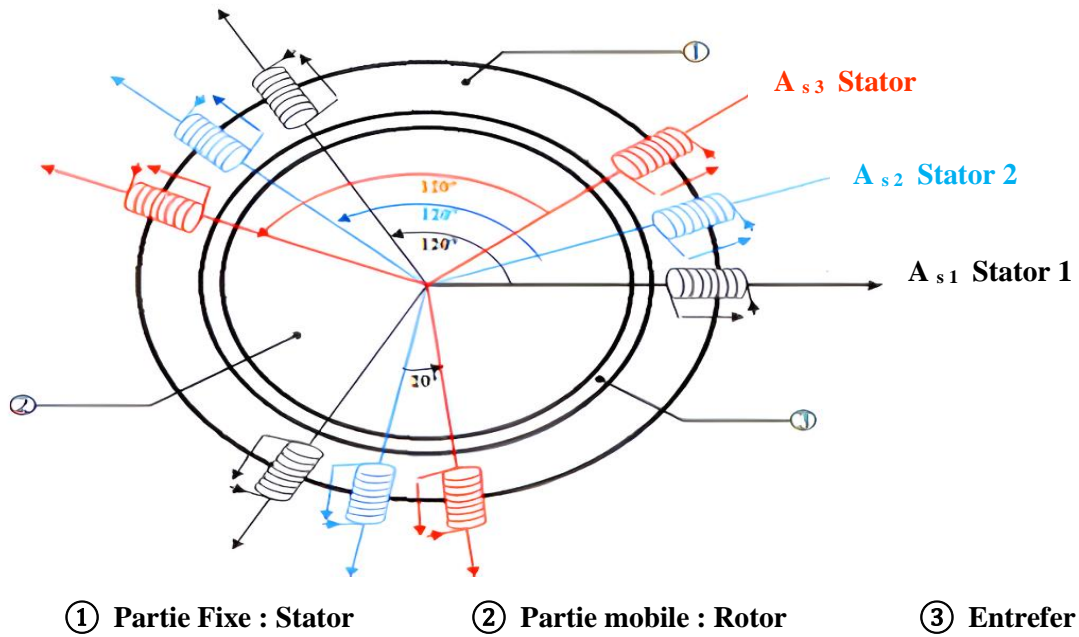


Figure II.1 : Représentation des enroulements de de la MASTE

### II.3 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone à trois étoiles :

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les trois stators (les trois étoiles sont alimentées par les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle ( $\alpha$ )). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statorique  $\ll f_s \gg$ , c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme  $\ll \omega_s \gg$ . Elle est définie comme suit :

$$\omega_s = \frac{f}{p} \quad [rad/s] \quad (II.1)$$

Ces trois Champs tournants produites par les trois enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse  $\ll \omega_r \gg$  inférieure à celle du synchronisme ( $\omega_r < \omega_s$ ), ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (II.2)$$

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

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



## II.4 Hypothèses simplificatrices : [10] [11]

Avant de commencer la modélisation de la machine, on prend quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier.

- Le fonctionnement de la machine est supposé sans saturation du circuit magnétique et on néglige l'effet d'hystérésis.
- La construction de la machine est supposée homogène c'est-à-dire ; la longueur de l'entrefer est constante.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- On admettra que les trois enroulements triphasés statoriques sont équilibrés et identiques.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.

## II.5 Modèle triphasé de la machine asynchrone à trois étoiles :

### II.5.1 Equation de tensions :

La combinaison de la loi d'Ohm et de la loi de Lenz permet d'écrire les relations suivantes :

$$\text{Pour étoile 1 : } \begin{cases} v_{sa1} = R_{sa1}i_{sa1} + \frac{d}{dt}\varphi_{sa1} \\ v_{sb1} = R_{sb1}i_{sb1} + \frac{d}{dt}\varphi_{sb1} \\ v_{sc1} = R_{sc1}i_{sc1} + \frac{d}{dt}\varphi_{sc1} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

$$\text{Pour étoile 2 : } \begin{cases} v_{sa2} = R_{sa2}i_{sa2} + \frac{d}{dt}\varphi_{sa2} \\ v_{sb2} = R_{sb2}i_{sb2} + \frac{d}{dt}\varphi_{sb2} \\ v_{sc2} = R_{sc2}i_{sc2} + \frac{d}{dt}\varphi_{sc2} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$\text{Pour étoile 3 : } \begin{cases} v_{sa3} = R_{sa3}i_{sa3} + \frac{d}{dt}\varphi_{sa3} \\ v_{sb3} = R_{sb3}i_{sb3} + \frac{d}{dt}\varphi_{sb3} \\ v_{sc3} = R_{sc3}i_{sc3} + \frac{d}{dt}\varphi_{sc3} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

$$\text{Pour le rotor : } \begin{cases} 0 = R_{ra}i_{ra} + \frac{d}{dt}\varphi_{ra} \\ 0 = R_{rb}i_{rb} + \frac{d}{dt}\varphi_{rb} \\ 0 = R_{rc}i_{rc} + \frac{d}{dt}\varphi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

**II.5.2 Les équation ce forme matricielle :**

$$\text{Pour étoile 1 : } \begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sb1} \\ v_{sc1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sa1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa1} \\ \varphi_{sb1} \\ \varphi_{sc1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

$$\text{Pour étoile 2 : } \begin{bmatrix} v_{sa2} \\ v_{sb2} \\ v_{sc2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sa2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa2} \\ \varphi_{sb2} \\ \varphi_{sc2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

$$\text{Pour étoile3 : } \begin{bmatrix} v_{sa3} \\ v_{sb3} \\ v_{sc3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{sa3} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb3} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa3} \\ i_{sb3} \\ i_{sc3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa3} \\ \varphi_{sb3} \\ \varphi_{sc3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

$$\text{Pour le rotor : } \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

On pose que :

La résistance d'une phase du 1<sup>er</sup> stator :  $R_{s1} = R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1}$

La résistance d'une phase du 2<sup>er</sup> stator :  $R_{s2} = R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2}$

La résistance d'une phase du 3<sup>er</sup> stator :  $R_{s3} = R_{sa3} = R_{sb3} = R_{sc3}$

La résistance d'une phase du rotor :  $R_r = R_{ra} = R_{rb} = R_{rc}$

Donc :

$$\begin{aligned} [R_{s1}] &= \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} & ; & [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \\ [R_{s3}] &= \begin{bmatrix} R_{s3} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s3} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s3} \end{bmatrix} & ; & [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Avec :

$R_{s1}$  : Résistance d'une phase de l'étoile 1.

$R_{s2}$  : Résistance d'une phase de l'étoile 2.

$R_{s3}$  : Résistance d'une phase de l'étoile 3.

$R_r$  : Résistance d'une phase de rotor.

$$[v_{s1}] = \begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sb1} \\ v_{sc1} \end{bmatrix} ; [v_{s2}] = \begin{bmatrix} v_{sa2} \\ v_{sb2} \\ v_{sc2} \end{bmatrix} ; [v_{s3}] = \begin{bmatrix} v_{sa3} \\ v_{sb3} \\ v_{sc3} \end{bmatrix}$$

Avec :

$[v_{s1}]$  : Matrice de tension de l'étoile 1.

$[v_{s2}]$  : Matrice de tension de l'étoile 2.

$[v_{s3}]$  : Matrice de tension de l'étoile 3.

$$[i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix}; [i_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix}; [i_{s3}] = \begin{bmatrix} i_{sa3} \\ i_{sb3} \\ i_{sc3} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

Avec :

$[i_{s1}]$  : Matrice de courant de l'étoile 1.

$[i_{s2}]$  : Matrice de courant de l'étoile 2.

$[i_{s3}]$  : Matrice de courant de l'étoile 3.

$[i_r]$  : Matrice de courant de rotor.

$$[\varphi_{s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa1} \\ \varphi_{sb1} \\ \varphi_{sc1} \end{bmatrix}; [\varphi_{s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa2} \\ \varphi_{sb2} \\ \varphi_{sc2} \end{bmatrix}; [\varphi_{s3}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa3} \\ \varphi_{sb3} \\ \varphi_{sc3} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}$$

Avec :

$[\varphi_{s1}]$  : Matrice de flux de l'étoile 1.

$[\varphi_{s2}]$  : Matrice de flux de l'étoile 2.

$[\varphi_{s3}]$  : Matrice de flux de l'étoile 3.

$[\varphi_r]$  : Matrice de flux de rotor.

### II.5.3 Equation des flux :

Les flux statorique et rotorique en fonction des courants, des inductances propres et des inductances mutuelles, sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s1} \\ \varphi_{s2} \\ \varphi_{s3} \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,s3}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,s3}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{s3,s1}] & [L_{s3,s2}] & [L_{s3,s3}] & [L_{s3,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,s3}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_{s3}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire :

$[L_{s1s1}]$  : Matrice inductance de l'étoile 1

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & \frac{-1}{2}L_{ms} & \frac{-1}{2}L_{ms} \\ \frac{-1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & \frac{-1}{2}L_{ms} \\ \frac{-1}{2}L_{ms} & \frac{-1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

$[L_{s2s2}]$  : Matrice inductance de l'étoile 2

$$[L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & \frac{-1}{2}L_{ms} & \frac{-1}{2}L_{ms} \\ \frac{-1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & \frac{-1}{2}L_{ms} \\ \frac{-1}{2}L_{ms} & \frac{-1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

$[L_{s3s3}]$  : Matrice inductance de l'étoile 3

$$[L_{s3s3}] = \begin{bmatrix} (L_{s3} + L_{ms}) & \frac{-1}{2}L_{ms} & \frac{-1}{2}L_{ms} \\ \frac{-1}{2}L_{ms} & (L_{s3} + L_{ms}) & \frac{-1}{2}L_{ms} \\ \frac{-1}{2}L_{ms} & \frac{-1}{2}L_{ms} & (L_{s3} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

$[L_{rr}]$  : Matrice inductance de rotor

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & \frac{-1}{2}L_{mr} & \frac{-1}{2}L_{mr} \\ \frac{-1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & \frac{-1}{2}L_{mr} \\ \frac{-1}{2}L_{mr} & \frac{-1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$[L_{s1s2}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et étoile 2

$$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}]^t = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$[L_{s2s3}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et étoile3

$$[L_{s2s3}] = [L_{s3s2}]^t = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$[L_{s1s3}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et étoile 3

$$[L_{s1s3}] = [L_{s3s1}]^t = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(2\alpha) & L_{ms} \cos(2\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(2\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(2\alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(2\alpha) & L_{ms} \cos(2\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(2\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(2\alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(2\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$[L_{s1r}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et rotor

$$[L_{s1r}] = [L_{rs1}]^t = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

$[L_{s2r}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor

$$[L_{s2r}] = [L_{rs2}]^t = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - a) & L_{sr} \cos(\theta_r - a + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - a + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - a + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - a) & L_{sr} \cos(\theta_r - a + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - a + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - a + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - a) \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$[L_{s3r}]$  : Matrice inductance mutuelle entre étoile 3 et rotor

$$[L_{s3r}] = [L_{rs3}]^t = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - 2a) & L_{sr} \cos(\theta_r - 2a + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - 2a + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - 2a + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - 2a) & L_{sr} \cos(\theta_r - 2a + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta_r - 2a + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\theta_r - 2a + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta_r - 2a) \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

$L_{s1}, L_{s2}, L_{s3}, L_r$  : Inductances des fuit des enroulements statorique (1, 2,3) et rotorique.

$L_{ms}$  : Valeur maximal des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

$L_{mr}$  : Valeur maximal des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

$L_{sr}$  : Valeur maximal des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator (1, 2,3) et rotor.

### II.5.4 Equation mécanique :

Pour étudier le phénomène transitoire électromécanique avec une vitesse rotorique variable Par exemple (le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre) il faut ajouter l'équation du mouvement au système d'équation différentielles.

$$C_e - C_r - K_f \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.23})$$

Avec :

$C_e$  = le couple électromagnétique de la machine ;

$C_r$  = le couple résistance (statique) à l'arbre de la machine ;

$J$  = le moment d'inertie ;

$K_f$  = le coefficient de frottement ;

$\Omega$  = la vitesse angulaire du rotor, ou la vitesse mécanique du rotor.

La vitesse électrique du rotor :

$$\omega_r = P \cdot \Omega \quad (\text{II.24})$$

Où :  $p$  = le nombre de paires de pôles.

En tenant compte de l'expression de la vitesse électrique, l'expression devient :

$$C_e - C_r - K_f \Omega = \frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} \quad (\text{II.25})$$

### II.5.5 Expression du couple électromagnétique :

Dans la théorie du champ électromagnétique des machines électriques, le couple électromagnétique intervenant dans l'équation (II. 25) s'exprime par la dérivée de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor. [12]

$$C_{em} = \frac{\partial W}{\partial \theta_{geom}} = P \frac{\partial W}{\partial \theta_{elect}} \quad (\text{II.26})$$

$P$  : nombre de pair de pole

$W$  : énergie électromagnétique

$\theta_{geom}$ : L'angle géométrique

$\theta_{elect}$ : L'angle électrique

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivant :

$$C_{em} = P \left( [I_{s,abc1}] \frac{\partial [L_{s1,r}]}{\partial \theta_r} [I_{r,abc}]^t + [I_{s,abc2}] \frac{\partial [L_{s2,r}]}{\partial \theta_r} [I_{r,abc}]^t + [I_{s,abc3}] \frac{\partial [L_{s3,r}]}{\partial \theta_r} [I_{r,abc}]^t \right) \quad (\text{II. 27})$$

## II.6 Modèle biphasé de la machine asynchrone à trois étoiles:

### II.6.1 La transformation de Park :

Cette transformation est utilisée sur la machine asynchrone à triple étoile pour transformer ses trois enroulements triphasés, en deux enroulements biphasés représentés dans le plan (d, q).

Le principe de la transformation de Park consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles (abc) par des grandeurs d'indices (d, q, o) (direct, en quadrature et homopolaire)

On transforme le système multi-phasés en un système biphasé tournant à la vitesse  $\omega_{coord}$  (d, q). La matrice de Park pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

La matrice de Park pour l'étoile 2 :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

La matrice de Park pour l'étoile 3 :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - 2\alpha) & \cos(\theta - 2\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - 2\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - 2\alpha) & -\sin(\theta - 2\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - 2\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

La matrice de Park pour le rotor :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{gl}) & \cos(\theta_{gl} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{gl} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{gl}) & -\sin(\theta_{gl} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{gl} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

La matrice inverse de Park pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

La matrice inverse de Park pour l'étoile 2 :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

La matrice inverse de Park pour l'étoile 3 :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - 2\alpha) & -\sin(\theta - 2\alpha) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - 2\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - 2\alpha + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - 2\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

La matrice inverse de Park pour le rotor :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{gl}) & -\sin(\theta_{gl}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{gl} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{gl} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{gl} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{gl} + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

Avec :

$(\theta_{gl} = \theta_s - \theta_r)$  et  $\theta_s = \int \omega_{coor} dt$  : angle entre les systèmes d'axes biphasés et triphasés.

$\omega_{coor}$  : vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.



### II.6.2 Choix du référentiel :

Les équations de la machine asynchrone trois étoiles peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q).

- **Référentiel lié au stator :**

Pour ce type de choix,  $\theta_s = 0$  et  $\omega_s = 0$ . Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs, il est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation.

- **Référentiel lié au rotor :**

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d, q) est égale à la pulsation électrique  $\omega_r$  du rotor ( $\omega_s = \omega_r$ ). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.

- **Référentiel lié au champ tournant :**

Il se traduit par les conditions :  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  ;  $\omega_{gl} = \frac{d\theta_{gl}}{dt} = \omega_s - \omega_r$

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

### II.6.3 Modèle de MASTE selon le système d'axe généralisé « d, q » :

La **figure II.2** représente le modèle générale de la MASTE selon d'axes d,q tournant à la vitesse  $\omega_{coord}$ .

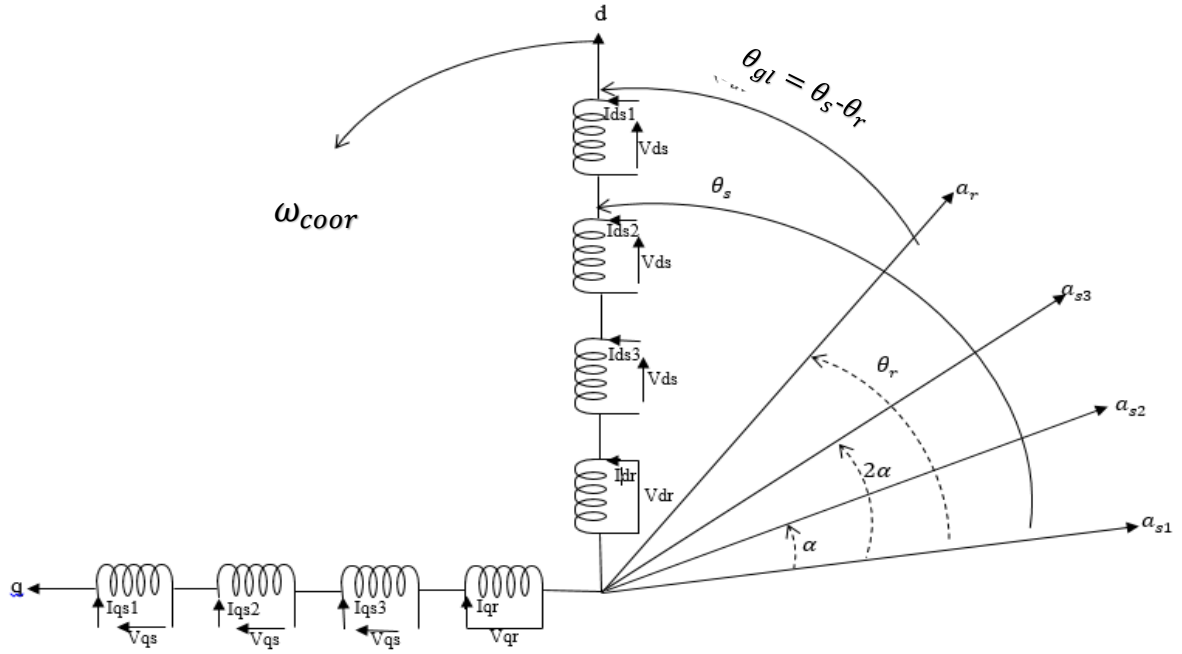


Figure II.2 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASTE

### II.6.3.1 Equations des tensions :

Dans notre travail, on s'intéresse au référentiel lié au champ tournant pour la modélisation et la commande de la MASTE. On obtient le système d'équations suivant:

$$\begin{cases}
 V_{ds1} = R_{s1}I_{ds1} + \frac{d\varphi_{ds1}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs1} \\
 V_{qs1} = R_{s1}I_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds1} \\
 V_{ds2} = R_{s2}I_{ds2} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs2} \\
 V_{qs2} = R_{s2}I_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds2} \\
 V_{ds3} = R_{s3}I_{ds3} + \frac{d\varphi_{ds3}}{dt} - \omega_s\varphi_{qs3} \\
 V_{qs3} = R_{s3}I_{qs3} + \frac{d\varphi_{qs3}}{dt} + \omega_s\varphi_{ds3} \\
 V_{dr} = 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_{gl}\varphi_{qr} \\
 V_{qr} = 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_{gl}\varphi_{dr}
 \end{cases} \quad (II.36)$$

Avec :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad , \quad \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad , \quad \frac{d\theta_{gl}}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad , \quad \omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$$

### II.6.3.2 Equations magnétique :

Comme c'est le cas d'application de transformation de Park sur les équations des tensions, On applique cette transformation sur les équations des flux, on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds1} = (L_{s1}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds1}) + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds3} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{dr} \\ \varphi_{qs1} = (L_{s1}I_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs1}) + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs3} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{qr} \\ \varphi_{ds2} = \frac{3}{2}L_{ms1}I_{ds1} + (L_{s2}I_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms2}I_{ds2}) + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds3} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{dr} \\ \varphi_{qs2} = \frac{3}{2}L_{ms1}I_{qs1} + (L_{s2}I_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms2}I_{qs2}) + \frac{3}{2}L_{ms}I_{qs3} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{qr} \\ \varphi_{ds3} = \frac{3}{2}L_{ms1}I_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds2} + (L_{s3}I_{ds3} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{ds3}) + \frac{3}{2}L_{sr}I_{dr} \\ \varphi_{qs3} = \frac{3}{2}L_{ms1}I_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms2}I_{qs2} + (L_{s3}I_{qs3} + \frac{3}{2}L_{ms3}I_{qs3}) + \frac{3}{2}L_{sr}I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_rI_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}I_{dr} + \frac{3}{2}M_{sr}I_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}I_{ds2} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{ds3} \\ \varphi_{qr} = L_rI_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}I_{qr} + \frac{3}{2}M_{sr}I_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}I_{qs2} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{qs3} \end{array} \right. \quad (II.37)$$

Avec:

$$\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{mr} = \frac{3}{2}L_{sr} = L_m$$

$L_m$  : l'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 , l'étoile 3 et le rotor.

Le système d'équation (II.37) est réécrit comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds1} = L_{s1}I_{ds1} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3} + I_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1}I_{qs1} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3} + I_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2}I_{ds2} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3} + I_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2}I_{qs2} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3} + I_{qr}) \\ \varphi_{ds3} = L_{s3}I_{ds3} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3} + I_{dr}) \\ \varphi_{qs3} = L_{s3}I_{qs3} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3} + I_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_rI_{dr} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3} + I_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_rI_{qr} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3} + I_{qr}) \end{array} \right. \quad (II.38)$$

Avec :

$L_{s1} + L_m$ :L'inductance propre cyclique de l'étoile 1 ;

$L_{s2} + L_m$ :L'inductance propre cyclique de l'étoile 2 ;

$L_{s3} + L_m$ :L'inductance propre cyclique de l'étoile 3 ;

$L_r + L_m$ :L'inductance propre cyclique de rotor ;

En remplaçant le système d'équations magnétiques dans système d'équations des tensions et en mettant tout sous forme compact :

$$[B][U] = [L][\dot{I}] + \omega_{gl}[C][I] + [D][I] \quad (II.39)$$

Avec :

$$[U] = [V_{ds1} \ V_{qs1} \ V_{ds2} \ V_{qs2} \ V_{ds3} \ V_{qs3} \ V_{dr} \ V_{qr}]^t : \text{vecteur de commande;}$$

$$[I] = [I_{ds1} \ I_{qs1} \ I_{ds2} \ I_{qs2} \ I_{ds3} \ I_{qs3} \ I_{dr} \ I_{qr}]^t : \text{vecteur d'état, et } [\dot{I}] = \frac{d}{dt}[I];$$

$$[B] = \text{diag} [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0];$$

$$[L] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_{s3} + L_m) & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_{s3} + L_m) & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 & -(L_r + L_m) \\ L_m & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \end{bmatrix}$$

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

$$[D] = \begin{bmatrix} R_{s1} & -\omega_s * (L_{s1} + L_m) & 0 & -\omega_s * L_m & 0 & -\omega_s * L_m & 0 & -\omega_s * L_m \\ \omega_s * (L_{s1} + L_m) & R_{s1} & \omega_s * L_m & 0 & \omega_s * L_m & 0 & \omega_s * L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s * L_m & R_{s2} & -\omega_s * (L_{s2} + L_m) & 0 & -\omega_s * L_m & 0 & -\omega_s * L_m \\ \omega_s * L_m & 0 & \omega_s * (L_{s2} + L_m) & R_{s2} & \omega_s * L_m & 0 & \omega_s * L_m & 0 \\ 0 & -\omega_s * L_m & 0 & -\omega_s * L_m & R_{s3} & \omega_s * (L_{s3} + L_m) & 0 & -\omega_s * L_m \\ \omega_s * L_m & 0 & \omega_s * L_m & 0 & \omega_s * (L_{s3} + L_m) & R_{s3} & \omega_s * L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

En mettant (II.39) sous forme d'état, on trouve :

$$[\dot{I}] = [L]^{-1}[B][U] - \omega_{gl}[C][I] - [D][I] \quad (II.40)$$

## II.7 Puissance instantanée et couple électromagnétique :

La transformation de Park repose sur l'invariance de la puissance instantanée P dans les deux systèmes de transformation. Ce qui conduit à leur équivalence physique.

$$P_e = [v_s]^t [i_s]$$

$$P_e = v_{a1}i_{a1} + v_{b1}i_{b1} + v_{c1}i_{c1} + v_{a2}i_{a2} + v_{b2}i_{b2} + v_{c2}i_{c2} + v_{a3}i_{a3} + v_{b3}i_{b3} + v_{c3}i_{c3} \quad (\text{II.41})$$

Et comme la transformation de Park utilisée pour but conservé la puissance instantané, On peut écrire :

$$P_e = V_{ds1}I_{ds1} + V_{qs1}I_{qs1} + V_{ds2}I_{ds2} + V_{qs2}I_{qs2} + V_{ds3}I_{ds3} + V_{qs3}I_{qs3} \quad (\text{II.42})$$

En remplace le système d'équations des tensions ( $V_{ds1}, V_{qs1}, V_{ds2}, V_{qs2}, V_{ds3}, V_{qs3}$ ) donne par (II.36) dans l'équation (II.42) la puissance instantanée devient:

$$P_e = [R_{s1}I_{ds1}^2 + R_{s2}I_{ds2}^2 + R_{s3}I_{ds3}^2 + R_{s1}I_{qs1}^2 + R_{s2}I_{qs2}^2 + R_{s3}I_{qs3}^2] + \left\{ \frac{d\varphi_{ds1}}{dt}I_{ds1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt}I_{qs1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt}I_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt}I_{qs2} + \frac{d\varphi_{ds3}}{dt}I_{ds3} + \frac{d\varphi_{qs3}}{dt}I_{qs3} \right\} + \omega_s(\varphi_{ds1}I_{ds1} + \varphi_{qs1}I_{qs1} + \varphi_{ds2}I_{ds2} + \varphi_{qs2}I_{qs2} + \varphi_{ds3}I_{ds3} + \varphi_{qs3}I_{qs3}) \quad (\text{II.43})$$

- Le premier terme est identifiable aux pertes joules :

$$p_j = [R_{s1}I_{ds1}^2 + R_{s2}I_{ds2}^2 + R_{s3}I_{ds3}^2 + R_{s1}I_{qs1}^2 + R_{s2}I_{qs2}^2 + R_{s3}I_{qs3}^2] \quad (\text{II.44})$$

- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasiné :

$$p_{em} = \left[ \frac{d\varphi_{ds1}}{dt}I_{ds1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt}I_{qs1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt}I_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt}I_{qs2} + \frac{d\varphi_{ds3}}{dt}I_{ds3} + \frac{d\varphi_{qs3}}{dt}I_{qs3} \right] \quad (\text{II.45})$$

- Troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables)

$$\omega_s(\varphi_{ds1}I_{ds1} + \varphi_{qs1}I_{qs1} + \varphi_{ds2}I_{ds2} + \varphi_{qs2}I_{qs2} + \varphi_{ds3}I_{ds3} + \varphi_{qs3}I_{qs3}) \quad (\text{II.46})$$

Sachant que :

$$p_{em} = c_{em} \Omega_s$$

$$p_{em} = \omega_s[\varphi_{ds1}I_{qs1} + \varphi_{ds2}I_{qs2} + \varphi_{ds3}I_{qs3} - \varphi_{qs1}I_{ds1} - \varphi_{qs2}I_{ds2} - \varphi_{qs3}I_{ds3}] \quad (\text{II.47})$$

On peut déduire que :

$$c_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega_s} [\varphi_{ds1}I_{qs1} + \varphi_{ds2}I_{qs2} + \varphi_{ds3}I_{qs3} - \varphi_{qs1}I_{ds1} - \varphi_{qs2}I_{ds2} - \varphi_{qs3}I_{ds3}] \quad (\text{II.48})$$

Avec :  $P = \frac{\omega_s}{\Omega_s}$

$$c_{em} = P[\varphi_{ds1}I_{qs1} + \varphi_{ds2}I_{qs2} + \varphi_{ds3}I_{qs3} - \varphi_{qs1}I_{ds1} - \varphi_{qs2}I_{ds2} - \varphi_{qs3}I_{ds3}] \quad (II.49)$$

En remplaçant l'équation des flux ( $\varphi_{ds1}, \varphi_{qs1}, \varphi_{ds2}, \varphi_{qs2}, \varphi_{ds3}, \varphi_{qs3}$ ) donnée par l'équation

(II.38) dans l'équation de couple (II.49), on aura :

$$c_{em} = PL_m((I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3})I_{dr} - (I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3})I_{qr}) \quad (II.50)$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques :

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3} + I_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3} + I_{qr}) \end{cases} \quad (II.51)$$

On peut écrire :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{\varphi_{dr}}{L_m+L_r} - \frac{L_m}{L_m+L_r}(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3}) \\ I_{qr} = \frac{\varphi_{qr}}{L_m+L_r} - \frac{L_m}{L_m+L_r}(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3}) \end{cases} \quad (II.52)$$

En remplaçant (II.52) dans l'équation du couple (II .50), on obtient :

$$c_{em} = P \frac{L_m}{L_m+L_r} [\varphi_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3}) - \varphi_{qr}(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3})] \quad (II.53)$$

Le couple électromagnétique dans le repère de Park doit être multiplié par 3/2 pour obtenir la grandeur correspondante :

$$c_{em} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r+L_m} [\varphi_{dr}(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3}) - \varphi_{qr}(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{ds3})] \quad (II.54)$$

## **II.8 Simulation et interprétation des résultats des MASTE :**

Pour simuler le comportement d'une machine asynchrone triple étoile, il est nécessaire de modéliser son fonctionnement électrique et de l'implémenter dans l'environnement de simulation MATLAB/simulink.

La MASTE est alimentée par trois sources de tensions triphasées purement sinusoïdale, équilibrées (220 V - 50Hz) et décalées entre elles d'un angle  $\alpha=20^\circ$ .

Exprimées comme suit :

$$\text{Pour étoile 1 : } \begin{cases} V_{as1} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t) \\ V_{bs1} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cs1} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.55})$$

$$\text{Pour étoile 2 : } \begin{cases} V_{as2} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t - \alpha) \\ V_{bs2} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t - \alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cs2} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.56})$$

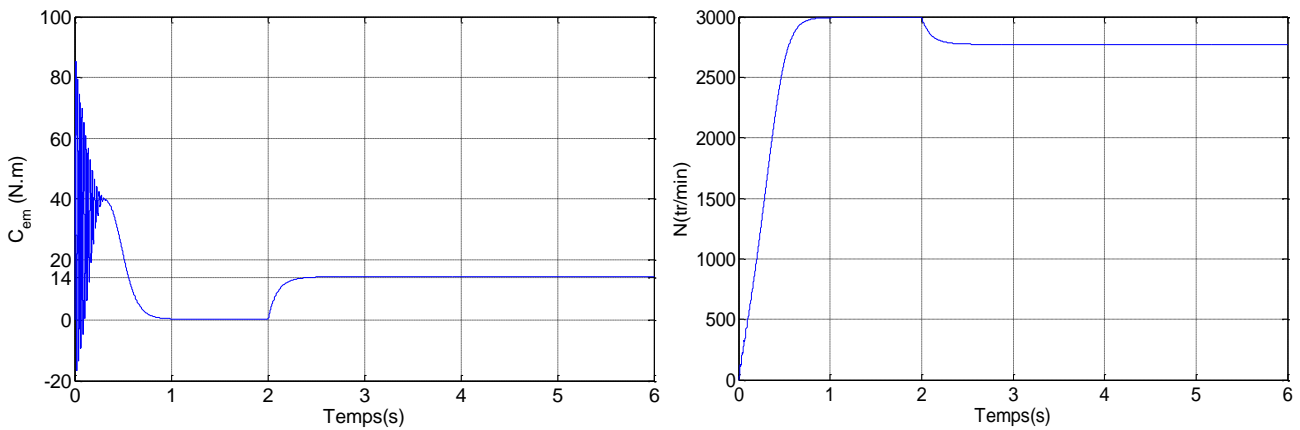
$$\text{Pour étoile 3 : } \begin{cases} V_{as3} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t - 2\alpha) \\ V_{bs3} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t - 2\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cs3} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega_s t - 2\alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.57})$$

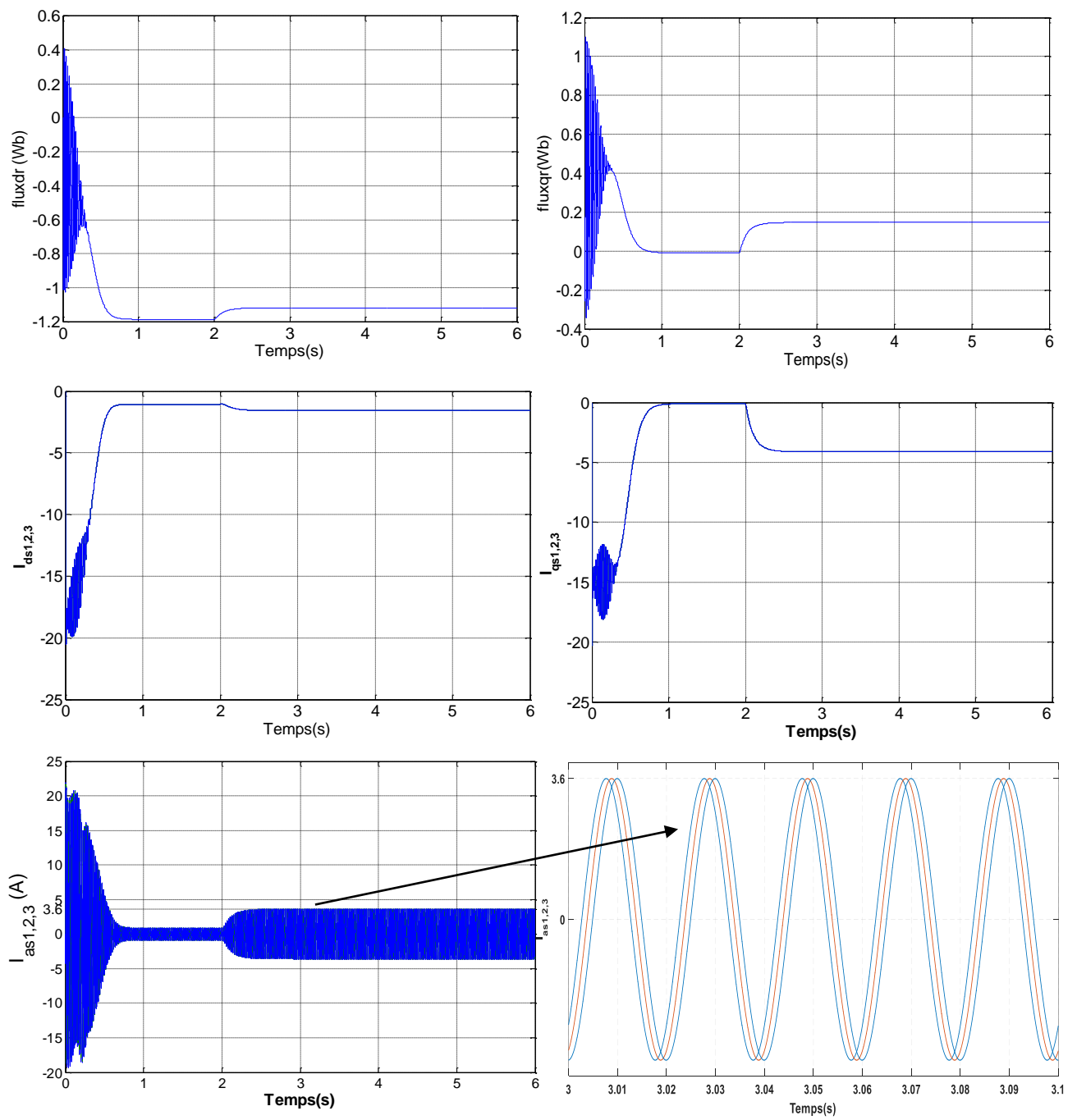
Avec:

$$V_{max} = \sqrt{2} V_{eff} \quad , \quad \omega_s = (100\pi = 314 \text{ rad/s}) \quad , \quad \alpha = \frac{\pi}{9}$$

Les paramètres de la machine asynchrone à triple étoile utilisée dans ce travail sont donnés à l'Annexe (A).

Les figures suivantes représentent les performances de la MASTE lors de l'application d'une charge  $c_r = 14 \text{ N.m}$  après l'insertion de la charge à l'instant  $t = 2\text{s}$ . Cette charge correspond au fonctionnement nominal de la machine.





**Figure II.3 :** Evolution des caractéristiques de la MASTE alimentée par trois sources sinusoïdale



D'après la **Figure II.3**, les résultats de la simulation montrent le démarrage à charge d'une (MASTE) alimentée par trois systèmes triphasés de tension (220V, 50Hz) équilibrées et décalées l'une par rapport à l'autre d'un angle ( $\alpha = 20^\circ$ ). Après une période de fonctionnement, une charge de 14 Nm est appliquée à l'instant  $t = 2$  secondes.

Lors du démarrage à vide, le couple électromagnétique de la MASTE présente un régime transitoire oscillatoire. Durant cette période, le couple électromagnétique atteint une valeur maximale de 85.4 Nm. Ce pic de couple élevé est nécessaire pour vaincre l'inertie du moteur, après il revient à une valeur très faible pour compenser les pertes par frottement et par ventilations. L'application d'une charge à la machine à l'instant  $t=2s$  provoque une perturbation qui sera compensé par la croissance de couple électromagnétique il atteint une valeur établie de 14.28 N.m.

La vitesse de rotation augmente de façon linéaire elle passe par un régime transitoire d'une durée de 1s a une valeur 2994 tr / min elle est proche de la vitesse synchronisme  $N_s=3000tr/min$  puis elle se stabilisé au voisinage de la vitesse synchronisme après l'insertion de la charge on remarque que la vitesse diminue un peu et due l'apparition de glissement au niveau de la machine.

Les courants statorique  $i_{as1}$  et  $i_{as2}$  et  $i_{as3}$  à vide présent des oscillations importantes au régime transitoire dont la valeur plus grande que le courant nominal .leur valeurs sont de l'ordre de 21.9 A pour permettre au couple électromagnétique de vaincre l'inerte de la machine. Puis ils diminuent et prenant une forme sinusoïdale d'une amplitude constante de 0.88 A au régime permanent à vide et il se stabilisé au courant nécessaire à la magnétisation de la MASTE à vide sous tension nominale après l'insertion de la charge à  $t=2s$  le courant augmente et atteint une valeur crêt 3.6A. On remarque que les courants statorique évoluent selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

Lors du démarrage à vide, les courants statoriques selon les axes directs et en quadrature  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  évoluent d'une manière similaire à l'évolution de la vitesse de rotation ils ont la même forme de signe négatif et se stabilisent à la valeur -1.07 A pour l'axe direct même forme pour l'axe quadrature sauf que la valeur de courant en régime établi est presque nul. À l'insertion de la charge à l'instant  $t=2s$  le courant  $i_{ds}$  atteint la valeur -1.57A alors que  $i_{qs}$  atteint une valeur -4.11A.

Les flux rotoriques, projetés sur les axes directs et en quadrature, suivent une évolution Presque similaire à celle du couple électromagnétique. Ils passent par un régime transitoire oscillatoire avant de se stabiliser. Le  $\varphi_{dr}$  atteint sa valeur finale d'environ de  $-1.18wb$  se stabilisant ainsi dans la zone négative par contre le flux  $\varphi_{qr}$  se stabilise dans la zone positive le flux en quadrature tend progressivement vers une valeur nulle. Le flux  $\varphi_{dr}$  lors de l'application de la charge, augmenté de  $-1.18 Wb$  à  $-1.12 Wb$  alors que  $\varphi_{qr}$  augment de  $0 Wb$  à  $0.147wb$ .

## II.9 Alimentation de la MASTE par un convertisseur matriciel direct à commande SVM :

### II.9.1 Définition de CM :

Le convertisseur matriciel est une nouvelle topologie de convertisseurs directe de fréquence. Il permet d'obtenir un système de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel. Ceci est réalisé par une matrice d'interrupteurs de puissance bidirectionnels, en courant et tension, permettant la connexion de chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie. On parle d'une conversion directe de fréquence parce que la conversion est réalisée sans circuit intermédiaire servant à un stockage d'énergie.

Ce convertisseur présente plusieurs avantages comme : [14]

- Une large gamme de fréquence de sortie ;
- Facteur de puissance à l'entrée peut être unitaire ;
- le Facteur de puissance à la sortie peut varier librement en fonction du point de fonctionnement de la charge ;
- le rapport de transformation entre la tension de phase de la charge et la tension d'entrée est variable entre zéro et une valeur maximale de 0.866 ;

### II.9.2 Structure d'un convertisseur matriciel triphasé-triphasé :

Nous définissons la fonction de connexion  $F_{ijk}$  de chaque interrupteur  $S_{ijk}$  comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci :

$$\begin{cases} F_{ijk} = 1 & \text{si l'interrupteur } S_{ijk} \text{ est fermé} \\ F_{ijk} = 0 & \text{si l'interrupteur } S_{ijk} \text{ est ouvert} \\ \text{avec } i = a, b, c \text{ et } j = x, y, z \text{ et } k = 1, 2, 3 \end{cases}$$

Le schéma de principe du convertisseur matriciel est montré sur la **Figure II.4**

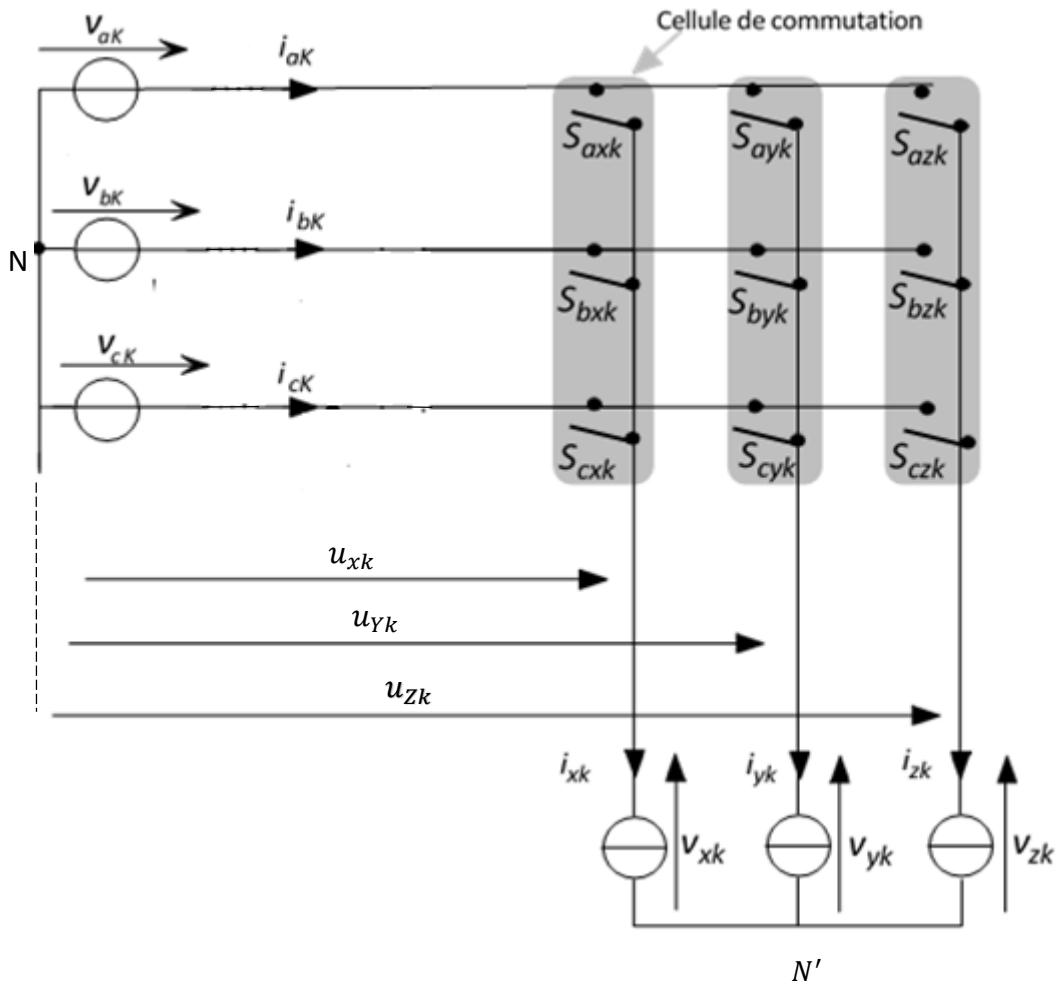


Figure II.4 : structure de convertisseur matriciel triphasé-triphasé

Les notations retenues sont les suivantes :

- $v_{ak}, v_{bk}, v_{ck}$  : Tensions simples des phases  $ak, bk, ck$  par rapport au neutre N de la source de tension.
- $v_{xk}, v_{yk}, v_{zk}$  : Tensions simples des phases  $xk, yk, zk$  par rapport au neutre  $N'$  de la source de courant.
- $u_{xk}, u_{yk}, u_{zk}$  : Tensions simples des phases  $xk, yk, zk$  par rapport au neutre N de la source de tension.

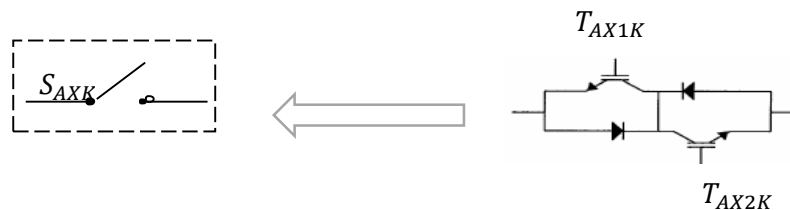
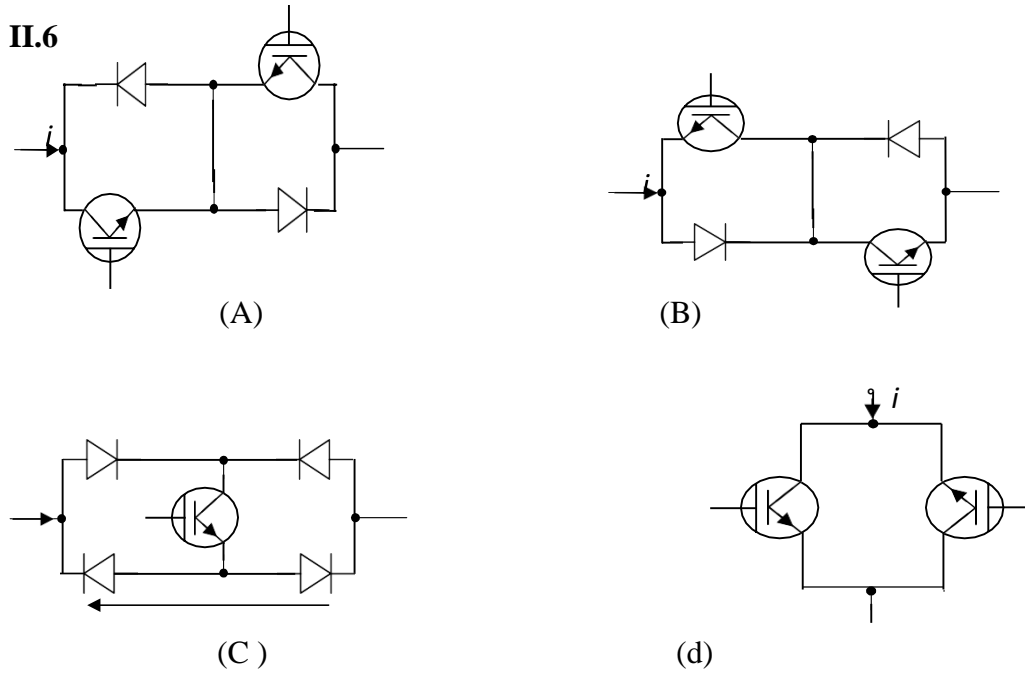


Figure II.5 : Commutateur bidirectionnel équivalent

Les convertisseurs matriciels possèdent des composants d'électronique de puissance bidirectionnels, c'est-à-dire ils doivent conduire le courant symétriquement dans les deux sens ainsi que de bloquer les tensions de deux polarités. Actuellement il n'existe aucun élément à semi-conducteur réalisant la commutation forcée bidirectionnelle, les commutateurs sont alors réalisés à base d'éléments de puissance unidirectionnels, pour cela nous avons le choix entre plusieurs topologies qui se divisent en deux catégories fondamentales : les commutateurs à un élément encadré de diodes et les commutateurs à deux éléments mis en antiparallèle.[15] Comme la montre **Figure II.6**



**Figure II.6 :** Interrupteurs bidirectionnels

A-Montage en émetteur commun

B-Montage en collecteur commun

C-Montage à pont de diode

d-Montage à deux transistors (IGBT)

La topologie du convertisseur matriciel  $K$  montre l'existence de trois cellules de commutations (cellule  $xk$  , cellule  $yk$  et cellule  $zk$  ). Chaque cellule est formée de trois commutateurs ( $K=1,2,3$ ).

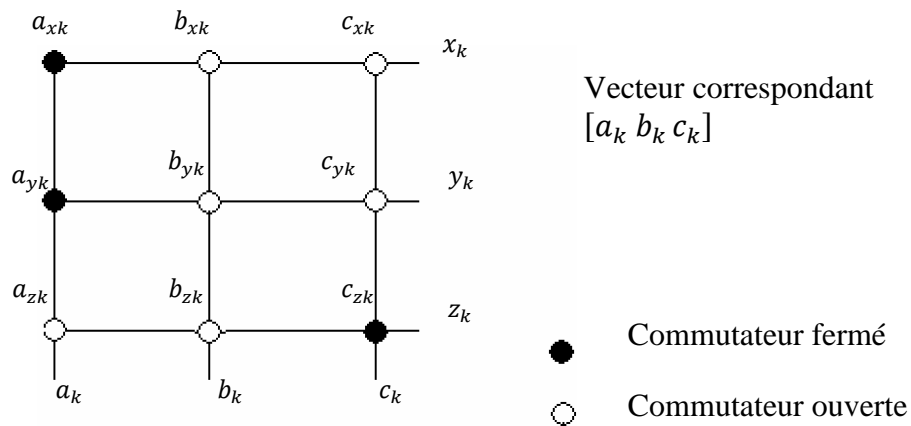
**II.9.2.1 Vecteurs de commutation admissible :**

A priori, on a  $2^9 = 512$  différentes combinaisons pour l'état des commutateurs de la matrice. Les commutateurs bidirectionnels doivent tenir compte de la commutation de courant d'une part faut :

- Assurer la continuité de courant (éviter l'ouverture d'un circuit inductif). Et d'autre part
- Eviter le court-circuit des tensions d'alimentation par le chevauchement des

intervalles de conduction.

En respectant les deux règles énoncées ci-dessus, le nombre de combinaisons possibles se réduit à  $3^3=27$ . Dans ce cas un vecteur d'ordre 3 est suffisant pour décrire l'état de commutation de la matrice complète pour chaque convertisseur K (K=1,2, 3). La **figure II.7** montre un exemple de vecteur de commutation.



**Figure II.7 :** Exemple pour définition du vecteur de commutation de la matrice.

### II.9.2.2 Principe de fonctionnement du convertisseur matriciel k :[15]

Le convertisseur matriciel est une nouvelle topologie de convertisseur de fréquence direct.il permet donc d'obtenir un système triphasé  $(x_k, y_k, z_k)$ de tension variable en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel  $(a_k, b_k, c_k)$  .Cesi réalisé par une matrice de neuf commutateurs de puissance reliant chaque phase d'entrée  $(a_k, b_k, c_k)$  à chaque phase de sortie  $(x_k, y_k, z_k)$ .

### II.9.3 Modélisation en vue de la commande :

#### II.9.3.1 Introduction :

La modulation vectorielle (SVM) des convertisseurs d'électronique de puissance est très souvent utilisée dans les entraînements à vitesse variable. L'objectif de cette stratégie de Commande est de synthétiser les tensions de sortie par des tensions d'entrée et les courants D'entrée par des courants de sortie. [16]

Dans le but de simplifier le raisonnement, on suppose :

- ◆ Qu'il n'existe pas de filtre d'entre ;
- ◆ La commutation des interrupteurs est supposée parfait ;

- ♦ La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation.

La modulation vectorielle pour le convertisseur matriciel, décrit un circuit équivalent fictif combinant deux étages, étage onduleur et étage redresseur, qui sont liés par une tension continue intermédiaire fictive.

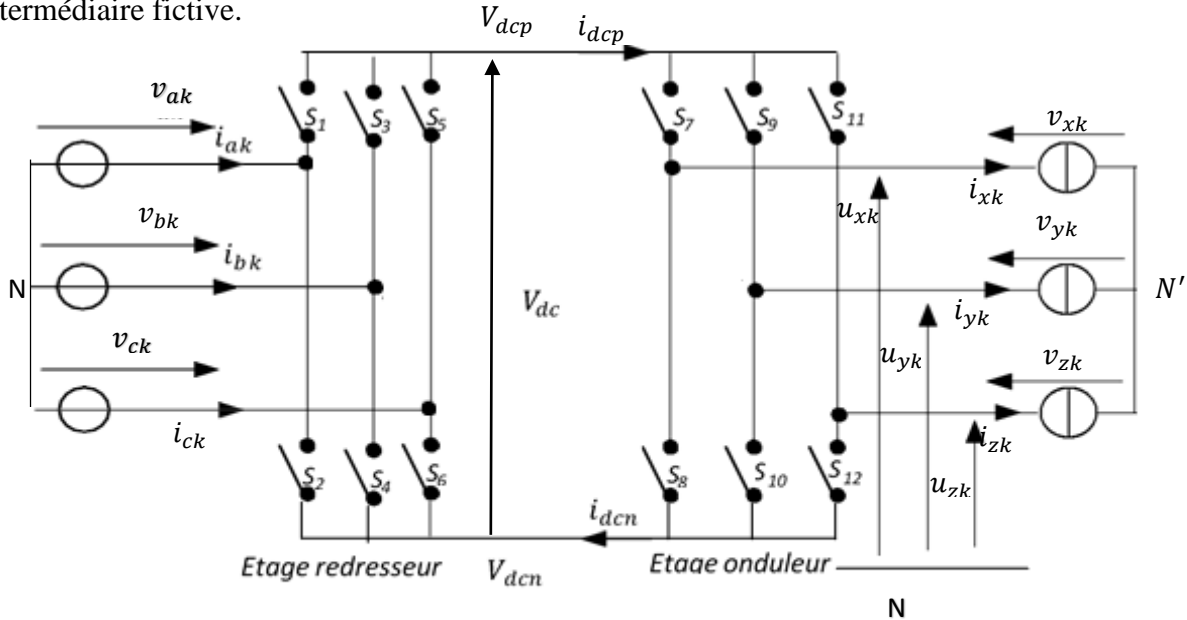


Figure II.8 : circuit équivalent du convertisseur matriciel

### II.9.3.2 Définition de la tension intermédiaire fictive :[17]

L'étape de redressement est basée sur le fait que pour chaque angle de phase de la tension d'alimentation, il existe aux moins une phase qui est momentanément positive et au moins une qui est momentanément négative par rapport au point neutre de l'alimentation.

En générale, l'amplitude et la période de l'ondulation de l'angle de phase des tensions d'alimentation et aussi du choix des potentiels fictifs  $V_{dcp}$  et  $V_{dcn}$  qui jouent un rôle comparable à celui de l'angle d'allumage du redresseur conventionnel.

La tension intermédiaire fictive est la tension entre le potentiel positive  $V_{dcp}$  et le potentiel négative  $V_{dcn}$  défini à chaque instant :

$$V_{dc} = V_{dcp} - V_{dcn} \tag{II.58}$$

Les tensions d'alimentation triphasée sont définies par :

$$\begin{cases} V_{ak} = V_{em} \sin(\omega t) \\ V_{bk} = V_{em} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{ck} = V_{em} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \tag{II.59}$$

Avec :  $k=1,2,3$

$V_{em}$  : représente la valeur maximale des d'alimentation.

$\omega_e$  : représente la pulsation du réseau.

L'idée de base de la technique de modulation est de dissocier le contrôle des courants d'entrée du contrôle des tensions de sortie, cela est possible en dissociant des deux convertisseurs, en utilisant cette approche. On définit alors la matrice de connexion nommée [F] pour le convertisseur comme suit :

$$\begin{matrix} & \text{[F]} & & \text{[I]} & & \text{[R]} \\ & & & & & \\ \begin{bmatrix} f_{axk} & f_{bxk} & f_{cxk} \\ f_{ayk} & f_{byk} & f_{cyk} \\ f_{azk} & f_{bzk} & f_{czk} \end{bmatrix} & = & \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} & \cdot & \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} & \end{matrix} \quad (\text{II.60})$$

Ou la matrice [I] est la matrice de transfert de l'onduleur et [R] celle du redresseur.

Ces fonctions de connexion (fonction logique) décrivent l'état des interrupteurs constituant ce convertisseur. Une fonction de connexion égale à un ( $f_{ij}=1$ ) correspond à un interrupteur fermé alors que cette même fonction de connexion égale à zéro ( $f_{ij}=0$ ) correspond à un interrupteur ouvert :

$$\begin{bmatrix} u_{xk} \\ u_{yk} \\ u_{zk} \end{bmatrix} = \text{[F]} \cdot \begin{bmatrix} v_{ak} \\ v_{bk} \\ v_{ck} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} i_{ak} \\ i_{bk} \\ i_{ck} \end{bmatrix} = \text{[F]}^T \cdot \begin{bmatrix} i_{xk} \\ i_{yk} \\ i_{zk} \end{bmatrix} \quad (\text{II.61})$$

### II.9.3.3 Commande de l'étage onduleur :

Un bras de l'onduleur ne peut commuter qu'entre deux valeurs,  $V_{acp}$  et  $V_{acn}$ , Si on connecte en parallèle trois de ces bras, tel que leurs instants de commutation soient décalés de  $(2\pi/3)$  les uns des autres, alors ils forment un convertisseur triphasé à deux niveaux. Les tensions des trois phases peuvent, comme toute grandeur triphasé ( $v_{zk}, v_{yk}, v_{xk}$ ) être décomposées en trois autres grandeurs : directe  $V_\alpha$ , inverse  $V_\beta$  et homopolaire  $V_0$ . Cette transformation s'opère en utilisant la matrice de Concordia ou de park [P(0)] (qui conserve l'invariance de la puissance) Puisque la tension de chaque bras ne peut prendre que deux valeurs, alors il existe huit combinaisons possibles entre ces tensions. En leur appliquant la Transformation de Concordia, on obtient les grandeurs directe, inverse et homopolaire Correspondantes à chaque possibilité. Comme la somme de ces trois tensions est nulle la grandeur homopolaire n'intervient pas dans la conversion d'énergie. [7]

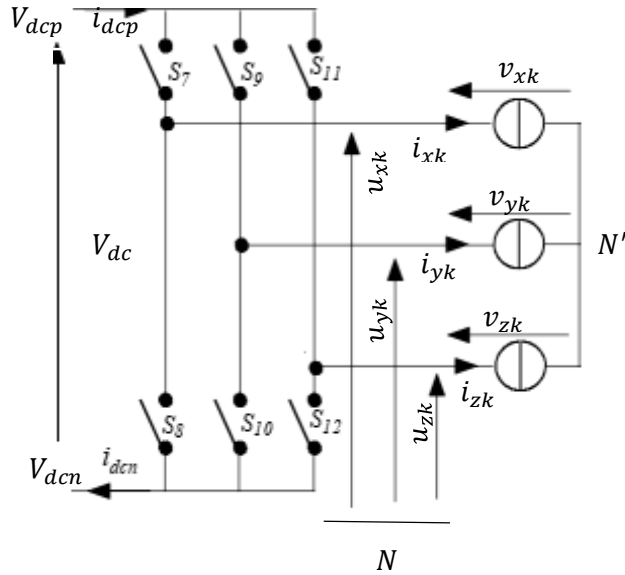


Figure II.9 : L'onduleur de circuit équivalent.

Les tensions de sortie de l'onduleur sont obtenues en multipliant la tension continue fictive  $V_{dc}$  par les états des interrupteurs qui sont représentés par les éléments de la matrice  $[I]$ , et le courant fictif d'entrée  $i_{dc}$ , est calculé en employant la matrice transposée  $[I]^T$  de telle sorte que :

$$\begin{bmatrix} u_{xk} \\ u_{yk} \\ u_{zk} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} \tag{II.62}$$

$$\begin{bmatrix} i_{dcp} \\ i_{dcn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{xk} \\ i_{yk} \\ i_{zk} \end{bmatrix} \tag{II.63}$$

Les tensions de références sont les tensions simples,  $[v_{xk} \ v_{yk} \ v_{zk}]^T$  référencées par rapport au point neutre de la charge ( $N'$ ), sont données par :

$$\begin{cases} v_{xk} = \frac{1}{3} (2u_{xk} - u_{yk} - u_{zk}) \\ v_{yk} = \frac{1}{3} (2u_{yk} - u_{xk} - u_{zk}) \\ v_{zk} = \frac{1}{3} (2u_{zk} - u_{yk} - u_{xk}) \end{cases} \tag{II.64}$$

Avec :  $k=1,2,3$

Afin de simplifier les calculs et représente les tensions et les courants, la transformation en deux axes  $(\alpha, \beta)$  est appliquée, et on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{xk} \\ v_{yk} \\ v_{zk} \end{bmatrix} \tag{II.65}$$



$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{xk} \\ i_{yk} \\ i_{zk} \end{bmatrix} \quad (\text{II.66})$$

D'où  $V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}$  et  $I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta}$

La transformation complexe des vecteurs instantanés des tensions de sortie  $V_s$  et des courants de sortie  $I_s$  de l'onduleur sont exprimés comme suit :

$$\begin{cases} v_s = \frac{2}{3} (2v_{xk} + \alpha v_{yk} + \alpha^2 v_{zk}) \\ i_s = \frac{2}{3} (2i_{xk} + \alpha i_{yk} + \alpha^2 i_{zk}) \end{cases} \quad (\text{II.67})$$

Avec :

$$\alpha = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$$

Le **tableau II.1** suivant résume les états de commutation possible pour l'étage onduleur ainsi les tensions de sortie :

vecteur	$\begin{bmatrix} s_7 & s_9 & s_{11} \\ s_8 & s_{10} & s_{12} \end{bmatrix}^T$	$v_{xk}$	$v_{yk}$	$v_{zk}$	$V_{sa}$	$V_{s\beta}$	$V_s$	$i$
$V_1[1 \ 0 \ 0]^T$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0	0	$i_{xk}$
$V_2[1 \ 1 \ 0]^T$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{3}$	$-i_{zk}$
$V_3[0 \ 1 \ 0]^T$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}^T$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{2\pi}{3}$	$i_{yk}$
$V_4[0 \ 1 \ 1]^T$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	0	$\pi$	$i_{xk}$
$V_5[0 \ 0 \ 1]^T$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{4\pi}{3}$	$i_{zk}$
$V_6[1 \ 0 \ 1]^T$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^T$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{5\pi}{3}$	$-i_{yk}$
$V_0[0 \ 0 \ 0]^T$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T$	0	0	0	0	0	0	0

$V_0[1 \ 1 \ 1]^T$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$	0	0	0	0	0	0	0
--------------------	--	---	---	---	---	---	---	---

**Tableau II.1** : commutation possible pour l'étage onduleur (1=actif, 0=inactif) [16]

Les grandeurs directe et inverse sont donc les seules à intervenir sur les puissances actives et réactives du système, et sont à cet effet à l'origine des phénomènes électromagnétiques qui siègent dans les systèmes électriques. Si elles sont représentées dans un plan (l'axe  $\alpha$  en abscisse et l'axe  $\beta$  en ordonnée), alors on obtient l'hexagone de la **figure II.10**. Celui-ci peut être divisé en six secteurs, chaque secteur étant formé d'un triangle dont les sommets sont l'état ou, et deux états consécutifs : états  $(V_1, V_2), (V_2, V_3), (V_3, V_4), (V_4, V_5), (V_5, V_6), (V_6, V_1)$  Ils sont délimités par des vecteurs comme le montre la **figure II.11** Le Principe de la commande par modulation vectorielle consiste à déterminer l'état de sortie du convertisseur, tel que le système triphasé qu'il génère, lorsqu'il est ramené en diphasé soit approximativement égal au vecteur de référence. De façon générale, si le convertisseur est alimenté par une tension  $V_{dc}$  les rapports cycliques  $d_\alpha$  et  $d_\beta$  pour chaque onduleur peuvent être déterminées à partir de la **figure II.11**

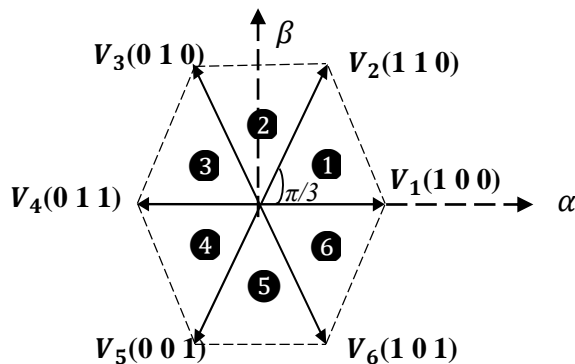
Détermination de secteur : il est intéressant d'écrire la tension  $V_s$  que l'on veut réaliser sous forme polaire, elle est de module  $V$  et d'angle polaire  $\theta$

On repère à quel secteur (1 à 6) appartient le vecteur  $V_s$  c'est-à-dire que nous devons déterminer l'entier  $i$  appartenant à l'intervalle [1,6] et l'angle  $\theta_i$  appartenant à  $[0, \frac{\pi}{3}]$ , tel que :

$$\theta = \frac{\pi}{3}(i - 1) + \theta_i \tag{II.68}$$

Cela nous donne :

$$V_s = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = V \cdot \begin{bmatrix} \cos(\frac{\pi}{3}(i - 1) + \theta_i) \\ \sin(\frac{\pi}{3}(i - 1) + \theta_i) \end{bmatrix} \tag{II.69}$$



**Figure II.10** : les sept positions du vecteur spatial de la tension de sortie

Il s'agit de déterminer la position du vecteur de consigne dans le repère  $(\alpha, \beta)$  et le secteur dans lequel il se trouve. Ce secteur est limité par deux vecteurs par deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+1}$  ( $i=1$  à  $6$ ) définis dans le **Tableau II.1**. Les tensions de références sont reconstituées en effectuant une moyenne temporelle de ces vecteurs.

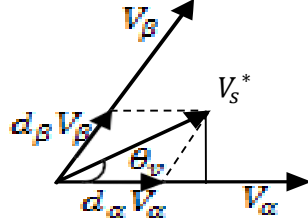


Figure II.11 : la position du vecteur de tension de sortie

Pour générer Le vecteur référence  $V_S^*$  on a besoin de deux vecteurs nuls et deux vecteurs actifs appartient au première secteur ( $V_S^*$  est synthétisé à partir de la somme vectorielle de deux vecteurs actifs adjacents  $V_1$  et  $V_2$ ) avec des rapports cycliques qui leurs sont correspondants. Comme exemple d'application, on définit  $T_1$  et  $T_2$  des temps d'application des séquences pour  $V_1$  et  $V_2$  respectivement. Dans le secteur (1) limité par  $V_1$  et  $V_2$  on trouve :

$$\begin{cases} V_S^* = V_1 T_1 + V_2 T_2 + V_0 T_0 \\ T_S = T_1 + T_2 + T_0 \end{cases} \quad (II.70)$$

$$V_S^* = \frac{T_1}{T_S} V_1 + \frac{T_2}{T_S} V_2 \quad (II.71)$$

Tel que :

$$d_a = T_1/T_S \quad \text{et} \quad d_\beta = T_2/T_S$$

La détermination des durées  $T_1$  et  $T_2$  est donnée par une simple projection ;

$$V_S \sin \theta_v = V_2 \frac{T_2}{T_S} \cos(30^\circ) = V_2 \frac{T_2 \sqrt{3}}{T_S \cdot 2} \quad (II.72)$$

$$V_S \sin \theta_v = \frac{2}{3} V_{dc} \frac{T_2 \sqrt{3}}{T_S \cdot 2} = \frac{V_{dc} T_2}{\sqrt{3} T_S} \quad (II.73)$$

Donc on a :

$$d_\beta = \frac{T_2}{T_S} = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} V_S \cdot \sin \theta_v = m_v \sin \theta_v \quad (II.74)$$

$$d_\beta = m_v \sin \theta_v = \frac{T_\beta}{T_S} \quad (II.75)$$

$$V_S = \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right) = V_1 \frac{T_1}{T_S} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \quad (II.76)$$

$$d_\alpha = \frac{T_1}{T_S} = \frac{T_a}{T_S} = V_S \cdot \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right) = m_v \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_v\right) \quad (\text{II.77})$$

Et en fin on définit :

$$m_v = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} \cdot V_S ; 0 < m_v < 1$$

Où :  $m_v$  est le taux de modulation qui définit le rapport de transformation des tensions désirées à partir de la tension continue fictive et la valeur crête de la tension de sortie.

$\theta_v$  : est l'angle du vecteur spatial de la tension de sortie.

$d_0 = 1 - (d_\alpha + d_\beta)$  : est le rapport cyclique du vecteur nul.

Le vecteur nul sera appliqué pendant le reste de la période. Donc, la moyenne des trois vecteurs va donner une approximation du vecteur de référence durant la période de d'échantillonnage T.

### II.9.3.4 Commande de l'étage redresseur :

L'étage redresseur produit non seulement la tension du bus continu à l'étage onduleur mais il doit également maintenir les courants d'entrée sinusoïdaux avec la possibilité de contrôler le facteur de puissance. [7]

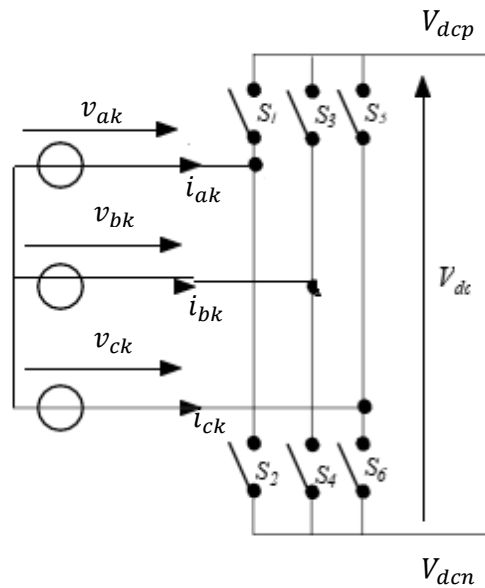


Figure II.12 : redresseur du circuit équivalent.

Un vecteur spatial de courant est synthétisé à partir des courants d'entrée synchronisés au système de tensions d'entrée, les rapports cycliques  $d_\alpha$  et  $d_\beta$  des courants d'entrée du redresseur sont calculés de la manière que les rapports cycliques  $d_\gamma$  et  $d_\delta$  des tensions de sortie de l'onduleur.

$$d_\gamma = m_c \cdot \sin(60^\circ - \theta_c) = \frac{T_\gamma}{T_{seq}} \quad (\text{II.78})$$

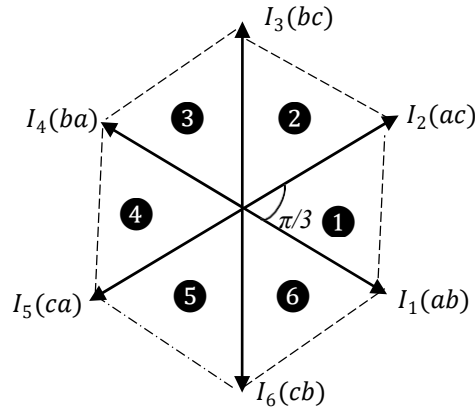
$$d_{\delta} = m_c \cdot \sin(\theta_c) = \frac{T_{\delta}}{T_{seq}} \tag{II.79}$$

$$d_0 = 1 - d_{\gamma} - d_{\delta} = \frac{T_0}{T_{seq}} \tag{II.80}$$

Tel que  $m_c = \frac{|I_{ref}|}{|I_{dc}|}$

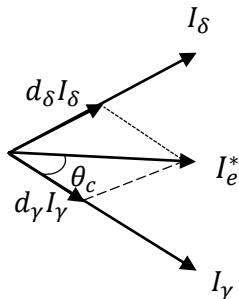
Où  $d_0$  est le rapport cyclique du vecteur courant nul et  $\theta_c$  l'angle de vecteur courant (de référence dans le secteur actuel ou se trouve celui-ci **Figure II.14**

Ainsi, les séquences de commutation choisies pour le redresseur sont :  $I_{\gamma} - I_{\delta} - I_0 - I_{\gamma} - I_{\delta}$



**Figure II.13 :** secteur de vecteur de commutation du courant d'entrée

$$I_e^* = d_{\gamma} I_{\gamma} + d_{\delta} I_{\delta} \tag{II.81}$$



**Figure II.14 :** position du vecteur de courant d'entrée

### II.9.4 Commande du convertisseur matriciel direct :[16]

Etant donné que les rapports cycliques et les vecteurs appropriés des interrupteurs de l'étage redresseur et de l'étage onduleur dans les étapes précédentes, sont seulement significatifs dans le circuit équivalent du convertisseur matriciel, par conséquent, les deux stratégies de modulation doivent être combinées dans une seule modulation pour générer les séquences de commutation et assurer la commande du convertisseur matriciel

Le rapport cyclique de chaque séquence est déterminé par le produit des rapports cycliques de l'étage onduleur et de l'étage redresseur correspondant comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} d_{\alpha,\gamma} = d_{\alpha} \cdot d_{\gamma} = m_v \cdot \sin(60^\circ - \theta_v) \cdot m_c \sin(60^\circ - \theta_c) = \frac{T_{\alpha,\gamma}}{T_{s\acute{e}q}} \\ d_{\alpha,\delta} = d_{\alpha} \cdot d_{\delta} = m_v \cdot \sin(60^\circ - \theta_v) \cdot m_c \sin(\theta_c) = \frac{T_{\alpha,\delta}}{T_{s\acute{e}q}} \\ d_{\beta,\delta} = d_{\beta} \cdot d_{\delta} = m_v \cdot \sin(\theta_v) \cdot m_c \sin(\theta_c) = \frac{T_{\beta,\delta}}{T_{s\acute{e}q}} \\ d_{\beta,\gamma} = d_{\beta} \cdot d_{\gamma} = m_v \cdot \sin(\theta_v) \cdot m_c \sin(60^\circ - \theta_c) = \frac{T_{\beta,\gamma}}{T_{s\acute{e}q}} \end{array} \right. \quad (\text{II.82})$$

Pendant la durée restante de la période de commutation, on applique le vecteur nul, son rapport cyclique est donné comme suit :

$$d_0 = 1 - (d_{\alpha,\gamma} + d_{\alpha,\delta} + d_{\beta,\delta} + d_{\beta,\gamma}) = \frac{T_0}{T_{s\acute{e}q}} \quad (\text{II.83})$$

Pour assurer la commande du convertisseur et minimiser le nombre de commutation, les deux doubles séquences des vecteurs de tension de sortie et de courant d'entrée, deviennent neuf séquences **tableau II.2** définies comme suit :

$$\gamma\alpha - \gamma\beta - \delta\beta - \delta\alpha - 0 - \delta\alpha - \delta\beta - \gamma\beta - \gamma\alpha$$

$\beta\gamma$	$\alpha\gamma$	$\alpha\delta$	$\beta\delta$	0	$\beta\delta$	$\alpha\delta$	$\alpha\gamma$	$\beta\gamma$
<i>abb</i>	<i>aba</i>	<i>aca</i>	<i>acc</i>	<i>ccc</i>	<i>acc</i>	<i>aca</i>	<i>aba</i>	<i>abb</i>
$\frac{T_{\beta\gamma}}{2}$	$\frac{T_{\alpha\gamma}}{2}$	$\frac{T_{\alpha\delta}}{2}$	$\frac{T_{\beta\delta}}{2}$	$T_0$	$\frac{T_{\beta\delta}}{2}$	$\frac{T_{\alpha\delta}}{2}$	$\frac{T_{\alpha\gamma}}{2}$	$\frac{T_{\beta\gamma}}{2}$
$V_{1-I_1}$	$V_{6-I_1}$	$V_{6-I_2}$	$V_{1-I_2}$	$V_0 - I_0$	$V_{1-I_2}$	$V_{6-I_2}$	$V_{6-I_1}$	$V_{1-I_1}$

**Tableau II.2** : séquences de commutation pour la modulation double sens.[16]

La durée de chaque séquence est calculée en multipliant le rapport cyclique correspondant par la période de commutation  $T_{seq}$

### II.9.5 Association de la MASTE avec trois convertisseurs matriciels :

Chaque étoile de la MASTE est connectée à un convertisseur matriciel triphasé à commutation commandées. Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASTE se réalise par action simultanée sur la fréquence et l'amplitude de la tension statorique.

La figure ci-dessous représente l'association de la MASTE alimentée par trois convertisseurs matriciels.

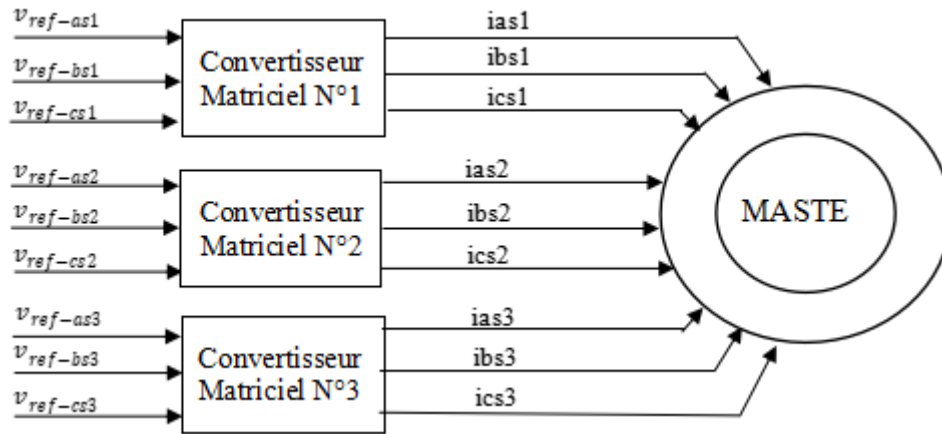
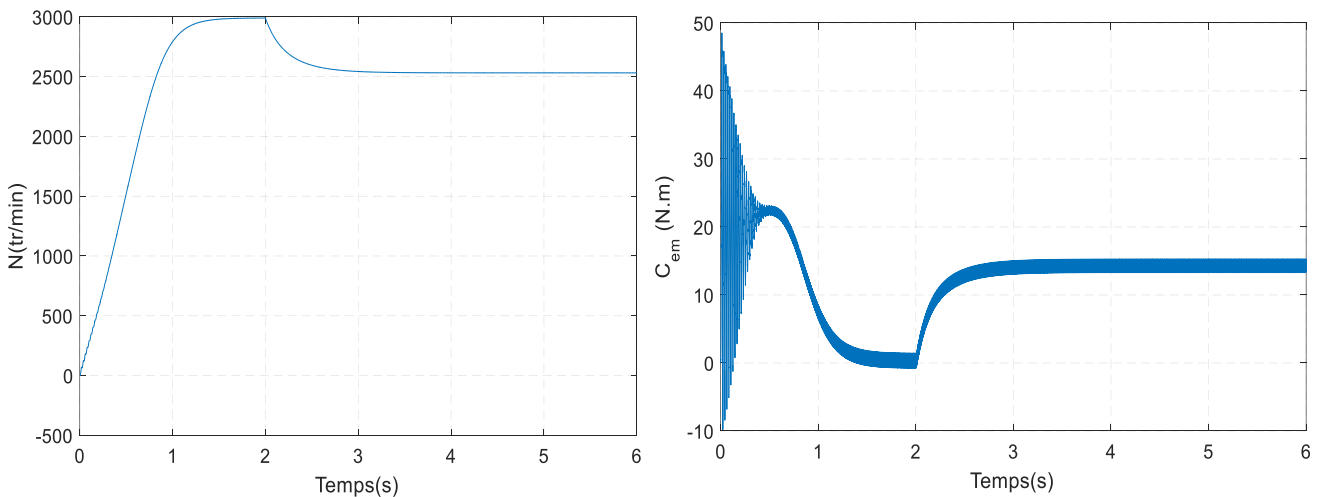


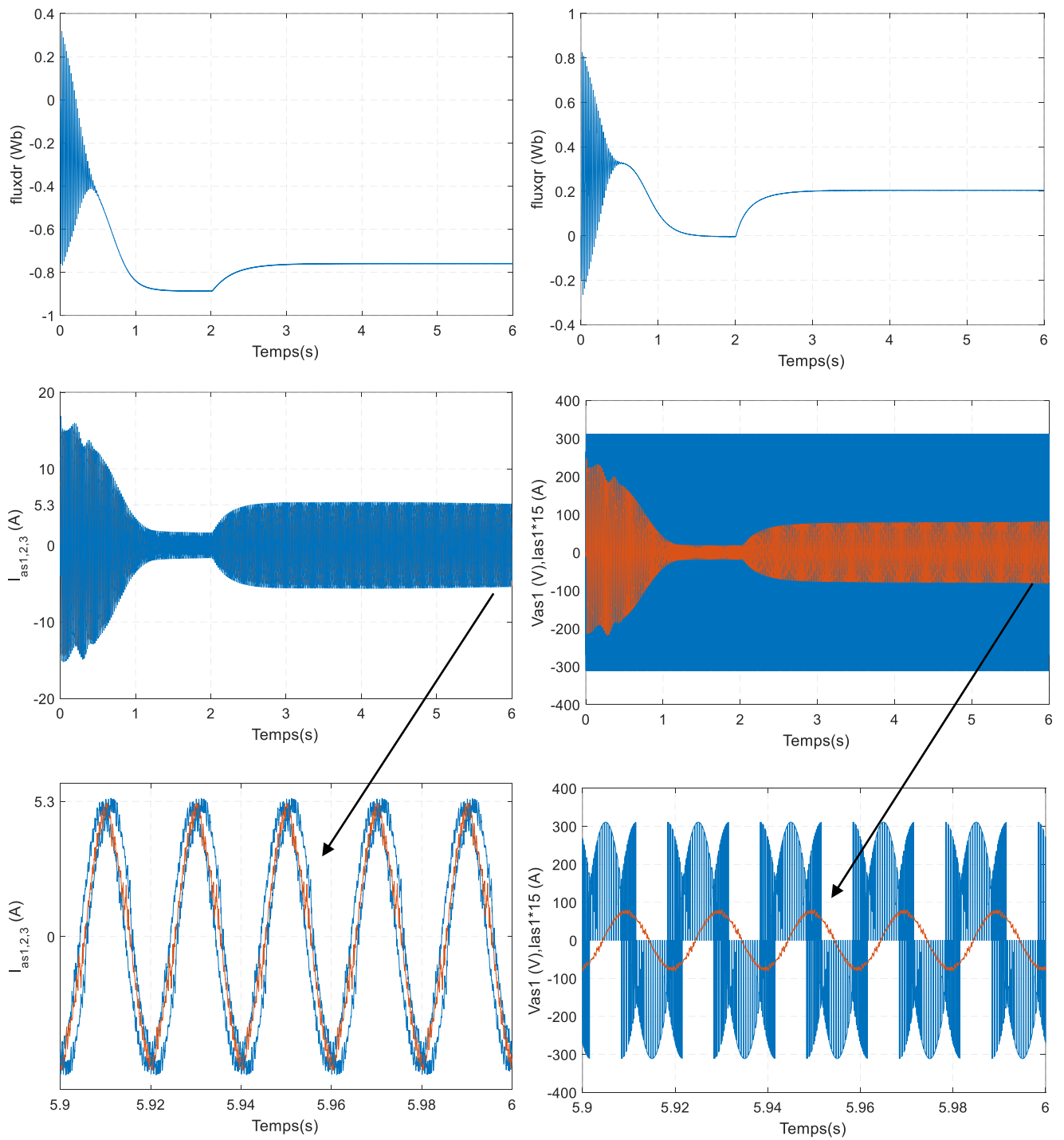
Figure II.15: Association de la MASTE avec trois convertisseurs matriciels

### II.10 Performance de l'association convertisseur matriciels direct avec MASTE :

La simulation de la méthode de modulation vectorielle des convertisseurs matriciels direct alimentant directement la machine asynchrone triple étoile a été effectuée sur MATABL /SIMULINK. Les paramètres de simulation sont :  $V=220v$ ,  $C_r=14 N.m$ ,  $f_s=50Hz$ .

La simulation s'effectue au départ pour un démarrage à vide, après que le régime permanent s'est établi, on applique un couple de charge à la machine à  $t=2s$ . Les résultats de simulation représentés sur la Figure II.16 représentent les grandeurs suivantes :





**Figure II.16 :** l'évolution des caractéristiques de la MASTE alimentée par trois convertisseurs matriciels directs



### II.10.1 Interprétation des résultats :

La **figure II.16** représenté le démarrage de la machine asynchrone triple étoile alimentée par convertisseur matriciels direct commandé par la technique des modulations vectorielles à  $t=2s$  un couple résistant de  $C_r = 14N.m$  est appliqué.

Les résultats montrent que les performances obtenue sont presque identique à celle obtenue par l'alimentation direct au réseau **figure II.3** cependant, les formes d'onde, en particuliercelles du couple électromagnétique, des courants statoriques et les flux rotorique  $\phi_{dr}$ ,  $\phi_{qr}$  présent dans cette technique, entraînent une augmentation des ondulations, principalement causée par les harmoniques génère par le convertisseur matriciels .

### II.11 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté une description sur les généralités de MASTE basée sur un certain nombre d'hypothèses simplifiées qui permettent de représenter efficacement le comportement de la machine. Et en effectuant un changement de repère par l'application de transformation de Park.

Ensuite, une analyse approfondie des caractéristiques de la MASTE a été menée en étudiant deux cas d'alimentation différents. Tout d'abord, la machine été alimentée directement par trois sources sinusoïdales, ce qui a permis d'évaluer ses performances et son fonctionnement dans des conceptions idéal. Ensuite, la machine MASTE a été alimentée par trois convertisseurs matriciels direct à commande SVM (space vecteur modulation) dans le but de reproduire des conditions réelles de fonctionnement. Cette étude a été réalisée à la fois à vide (sans charge) et en charge, afin de prendre en compte les effets de la charge sur le comportement de la machine.

L'analyse de la machine à vide et en charge a pour but d'évaluer l'effet de la charge mécanique sur les grandeurs électrique, les champs magnétiques, les ondulations de couple, les pertes de la machine l'une des principales observations de cette étude est que l'application d'une charge mécanique entraînée une variation de la vitesse de rotation. Cette variation en fonction du couple de charge appliqué peut poser un problème pour certain type d'application ou un contrôle précis et stable de la vitesse de la machine.

**Chapitre III :**  
**Commande Vectorielle de la MASTE**

### III.1 Introduction :

La difficulté initiale du contrôle de la machine asynchrone dans le domaine de la vitesse variable en raison du couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Depuis environ quarante ans, des méthodes spécifiques ont permis de désolidariser ces grandeurs de contrôle en utilisant des repères appropriés, appelées méthodes vectorielles, offrant des performances dynamiques comparables à celles des machines à courant continu. Les récentes avancées dans ce domaine se concentrent sur le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique. [7]

Ce chapitre se concentrera sur la commande vectorielle de la machine asynchrone trois étoiles (MASTE) par orientation du flux rotorique. Tout d'abord nous rappellerons le principe et les différentes méthodes de la commande vectorielle, ainsi que leur modélisation. Ensuite, nous appliquerons ces méthodes à la MASTE. Enfin, analyserons les performances apportées par ce type de réglage, en présentant et illustrant les résultats de simulation.

### III.2 Principe de la commande vectorielle :

La technique de la commande vectorielle repose sur le fait d'introduire une loi de commande conduisant à une caractéristique de réglage du couple similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Cette dernière présente une qualité intrinsèque, car elle permet un contrôle séparé du flux et du couple. [18]

$$C_{em} = K\varphi_f I_a = K' I_f I_a \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$\varphi_f$  : flux imposé par le courant d'excitation  $I_f$

$I_a$  : courant d'induit.

A flux constant, le couple peut être régulé par  $I_a$ . La production de couple et la création de flux sont indépendantes et c'est l'objectif d'un pilotage vectoriel. Le principe de pilotage vectoriel de la MASTE est analogue à celui de la MCC à excitation séparée.

La figure III.1 représente le schéma du principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASTE.

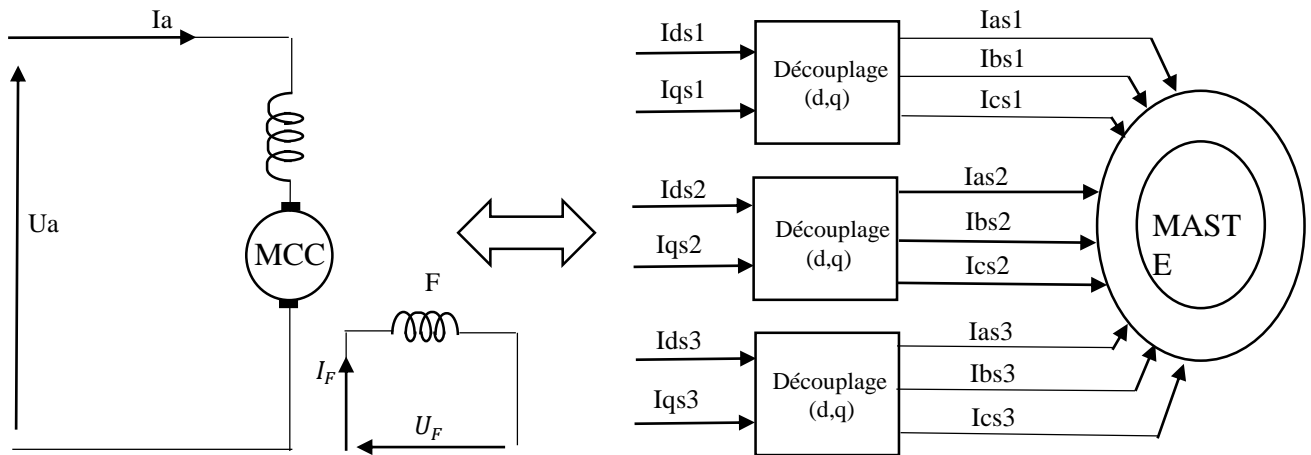


Figure III.1 : principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASTE

La commande de la MASTE par orientation de flux consiste à réguler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir une loi de commande et un système d'axes assurant le découplage du flux et du couple. Sachant que l'expression du couple électromagnétique II.53 est en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques. Cependant, en choisissant l'orientation du flux rotorique suivant l'axe « d » ( $\varphi_{dr} = \varphi_r$  et  $\varphi_{qr} = 0$ ), on aura la forme du couple électromagnétique suivante:

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [\varphi_r (I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3})] = K'' \varphi_r I_q \quad (III.2)$$

Avec :

$$K'' = P \frac{L_m}{L_m + L_r} \quad \text{et} \quad I_q = I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qs3}$$

D'après l'équation III.2, on remarque que l'expression du couple de la MASTE est analogue à celle de la MCC à excitation séparée, donc le couple et le flux de la MASTE sont contrôlables séparément.

### III.3 Choix d'orientation du flux :

La modélisation de la MASTE (chapitre II) est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant (d,q), de ce fait, les choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles :

❖ Flux rotorique :

$$\varphi_{dr} = \varphi_r \text{ et } \varphi_{qr} = 0 \quad (\text{III.3})$$

❖ Flux statorique :

$$\varphi_{ds} = \varphi_s \text{ et } \varphi_{qs} = 0 \quad (\text{III.4})$$

❖ Flux d'entrefer :

$$\varphi_{dg} = \varphi_g \text{ et } \varphi_{qg} = 0 \quad (\text{III.5})$$

Pour la MASTE, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique (III.3), car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statorique.

### III.4 Méthodes de la commande vectorielle :

Pour la réalisation de la commande vectorielle d'une machine asynchrone à trois étoiles, il existe deux méthodes : directe et indirecte.

#### III.4.1 Méthodes directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quel que soit le régime transitoire de fonctionnement effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures aux bornes du système. Une première possibilité est de mettre des capteurs de flux dans l'entrefer et de mesurer directement les composante de flux de manière à en déduire l'amplitude et la phase, les capteurs mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sèvres dues aux vibrations et aux échauffements ; les signaux captés sont entachés d'harmoniques d'encoche et leur fréquence varie avec la vitesse ceci nécessite des filtres ajustables. La précision de la définition des flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique. [7]

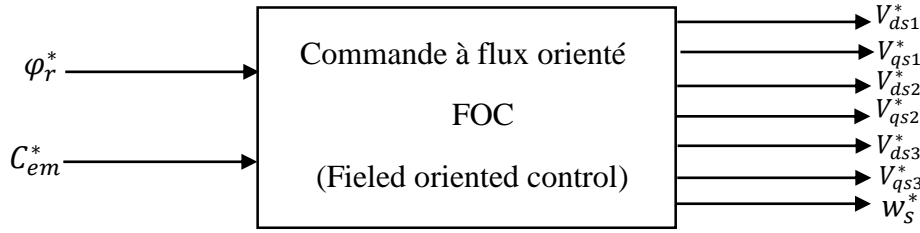
#### III.4.2 Méthodes indirecte :

La régulation du flux se fait par réaction, le flux n'est ni mesuré ni estimé, il est fixée en boucle ouverte. Cette méthode exige la présence d'un capteur de position du rotor et on peut éliminer l'estimateur/capteur du flux. Cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine[19].

### III.5 Commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse :

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASTE liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique.

La **figure III.2** représente le schéma bloc simplifié de la commande à flux orienté.



**Figure III.2 :** Schéma bloc simplifié de la commande a flux orienté (FOC)

En prenant comme références le flux rotorique  $\phi_r^*$  et le couple  $C_{em}$  et en exprimant que :

$$\phi_{dr} = \phi_r^* \quad (\text{III.6})$$

$$\phi_{qr} = 0 \quad (\text{III.7})$$

$$S\phi_r^* = 0 \quad (\text{III.8})$$

Avec :  $S = d/dt$

En remplaçant III.6 et III.8 dans les équations des tensions rotoriques II.36, on trouve :

$$R_r i_{dr} = 0 \Rightarrow i_{dr} = 0 \quad (\text{III.9})$$

$$R_r i_{qr} + \omega_{gl}^* \phi_r^* = 0 \Rightarrow i_{qr} = -\frac{\omega_{gl}^* \phi_r^*}{R_r} \quad (\text{III.10})$$

Et à partir des équations (II.52) et (II.53), on obtient :

$$i_{dr} = \frac{L_m}{L_m + L_r} [\phi_r^* - L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{ds3})] \quad (\text{III.11})$$

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qs3}) \quad (\text{III.12})$$

En remplace III.11 et III.12 dans le système d'équations des flux statorique II.37, on aura :

$$\begin{cases} \phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta (i_{ds2} + i_{ds3}) + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta (i_{qs2} + i_{qs3}) \\ \phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta (i_{ds1} + i_{ds3}) + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta (i_{qs1} + i_{qs3}) \\ \phi_{ds3} = \lambda_3 i_{ds3} + L_r \eta (i_{ds1} + i_{ds2}) + \eta \phi_r^* \\ \phi_{qs3} = \lambda_3 i_{qs3} + L_r \eta (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Avec :  $\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r}$  et  $\lambda_{1,2,3} = L_{1,2,3} + \eta L_r$

En remplaçant III.9 dans III.11, on tire :

$$\varphi_r^* = L_r (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{ds3}) \quad (III.14)$$

A partir de l'équation III.12, on trouve :

$$i_{qr} (L_m + L_r) = -L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qs3}) \quad (III.15)$$

En remplaçant III.13 et III.15 dans le système d'équations des tensions statorique II.36, on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs1}^* = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ V_{ds2}^* = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs2}^* = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} + \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \varphi_r^*) \\ V_{ds3}^* = R_{s3} i_{ds3} + L_{s3} \frac{d}{dt} i_{ds3} - \omega_s^* (L_{s3} i_{qs3} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs3}^* = R_{s3} i_{qs3} + L_{s3} \frac{d}{dt} i_{qs3} + \omega_s^* (L_{s3} i_{ds3} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (III.16)$$

Avec :

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{et} \quad \omega_{gl}^* = \omega_s^* - \omega_r$$

En remplace l'équation III.12 dans III.10, on tire :

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r)} \frac{(i_{qs1}^* + i_{qs2}^* + i_{qs3}^*)}{\varphi_r^*} \quad (III.17)$$

A partir de la relation III.2, on trouve :

$$i_{qs1}^* + i_{qs2}^* + i_{qs3}^* = \frac{(L_r + L_m) C_{em}^*}{P L_m} \frac{1}{\varphi_r^*} \quad (III.18)$$

Le système d'équations électriques III.16 montre que les tensions ( $V_{ds1}^*$ ,  $V_{qs1}^*$ ,  $V_{ds2}^*$ ,  $V_{qs2}^*$ ,  $V_{ds3}^*$ ,  $V_{qs3}^*$ ) influent simultanément sur les composantes des courants statoriques directes et en quadratures ( $i_{ds1}$ ,  $i_{qs1}$ ,  $i_{ds2}$ ,  $i_{qs2}$ ,  $i_{ds3}$ ,  $i_{qs3}$ ), ce qui affecte à la fois le flux et le couple. Pour résoudre ce problème, il est nécessaire de réaliser un découplage. Pour cela, il est défini des nouvelles variables ( $V_{ds1r}$ ,  $V_{qs1r}$ ,  $V_{ds2r}$ ,  $V_{qs2r}$ ,  $V_{ds3r}$ ,  $V_{qs3r}$ ), qui agissent respectivement sur ( $i_{ds1}$ ,  $i_{qs1}$ ,  $i_{ds2}$ ,  $i_{qs2}$ ,  $i_{ds3}$ ,  $i_{qs3}$ ), tels que :

$$\begin{cases} V_{ds1r} = R_{s1}i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} \\ V_{qs1r} = R_{s1}i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} \\ V_{ds2r} = R_{s2}i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} \\ V_{qs2r} = R_{s2}i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} \\ V_{ds3r} = R_{s3}i_{ds3} + L_{s3} \frac{d}{dt} i_{ds3} \\ V_{qs3r} = R_{s3}i_{qs3} + L_{s3} \frac{d}{dt} i_{qs3} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Le système III.19 montre que les tensions statorique ( $V_{ds1r}, V_{qs1r}, V_{ds2r}, V_{qs2r}, V_{ds3r}, V_{qs3r}$ ) sont directement reliées aux courants statoriques ( $i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}, i_{ds3}, i_{qs3}$ ). Pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statoriques de références ( $V_{ds1}^*, V_{qs1}^*, V_{ds2}^*, V_{qs2}^*, V_{ds3}^*, V_{qs3}^*$ ) à flux constant sont exprimées de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{ds1}^* = V_{ds1r} - V_{ds1c} \\ V_{qs1}^* = V_{qs1r} + V_{qs1c} \\ V_{ds2}^* = V_{ds2r} - V_{ds2c} \\ V_{qs2}^* = V_{qs2r} + V_{qs2c} \\ V_{ds3}^* = V_{ds3r} - V_{ds3c} \\ V_{qs3}^* = V_{qs3r} + V_{qs3c} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{ds1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{qs1} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs1c} = \omega_s^*(L_{s1}i_{ds1} + \varphi_r^*) \\ V_{ds2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{qs2} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs2c} = \omega_s^*(L_{s2}i_{ds2} + \varphi_r^*) \\ V_{ds3c} = \omega_s^*(L_{s3}i_{qs3} + \tau_r \varphi_r^* \omega_{gl}^*) \\ V_{qs3c} = \omega_s^*(L_{s3}i_{ds3} + \varphi_r^*) \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

### III.5.1 Synthèse des régulateurs PI :

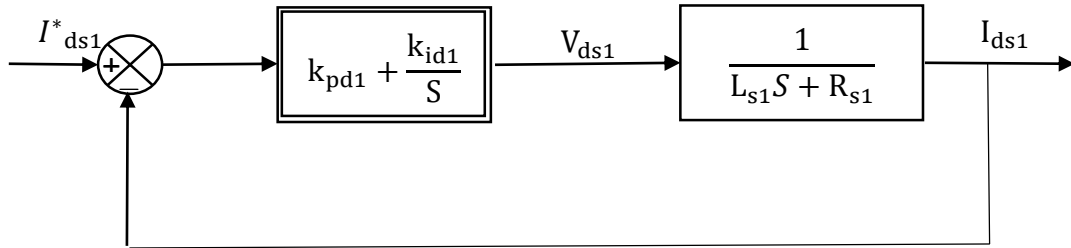
Le but d'utilisation des régulateurs est d'assurer une meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations internes ou externes. La **Figure III.3** montre le schéma fonctionnel de régulation des courants, valable selon les deux axes d et q.



Calcul des paramètres du régulateur PI

La fonction de transfert en boucle fermée de la **Figure III.3** est écrite comme suit :

$$\frac{I_{ds1}}{I_{ds1}^*} = \frac{k_{ids1} + k_{pds1} S}{L_{s1} S^2 + (R_{s1} + k_{pds1}) S + k_{ids1}} \tag{III.22}$$



**Figure III.3:** Schéma de la boucle de régulation des courants statoriques

En imposant une paire de pôles complexes conjugués  $S_1 = \rho_{d1} \pm j\rho_{d1}$ , le polynôme caractéristique désiré en boucle fermée s'écrit comme suit :

$$P(S) = S^2 + 2\rho_{d1}S + \rho_{d1}^2 \tag{III.23}$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{cases} k_{pd1} = 2\rho_{d1}L_{s1} - R_{s1} \\ k_{id1} = 2\rho_{d1}^2 L_{s1} \end{cases} \tag{III.24}$$

Même procédure de calcul des paramètres des régulateurs des courants  $I_{qs1}, I_{ds2}, I_{qs2}, I_{ds3}$  et  $I_{qs3}$ .

Le schéma bloc de découplage FOC (Field Oriented Control) est présenté sur la **figure III.4**, On admet que :  $I_{ds1}^* = I_{qs1}^* = I_{ds2}^* = I_{qs2}^* = I_{ds3}^* = I_{qs3}^*$

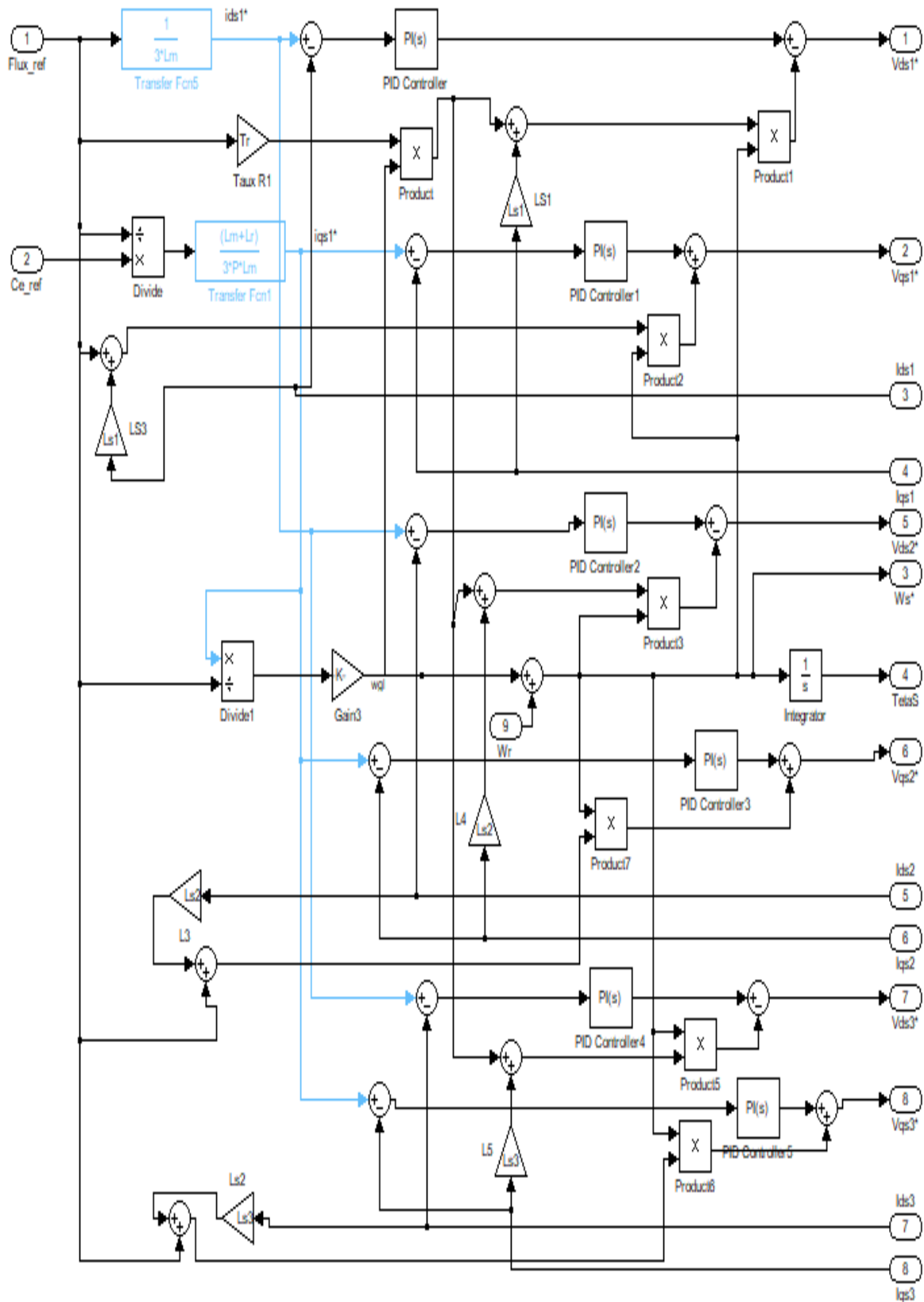
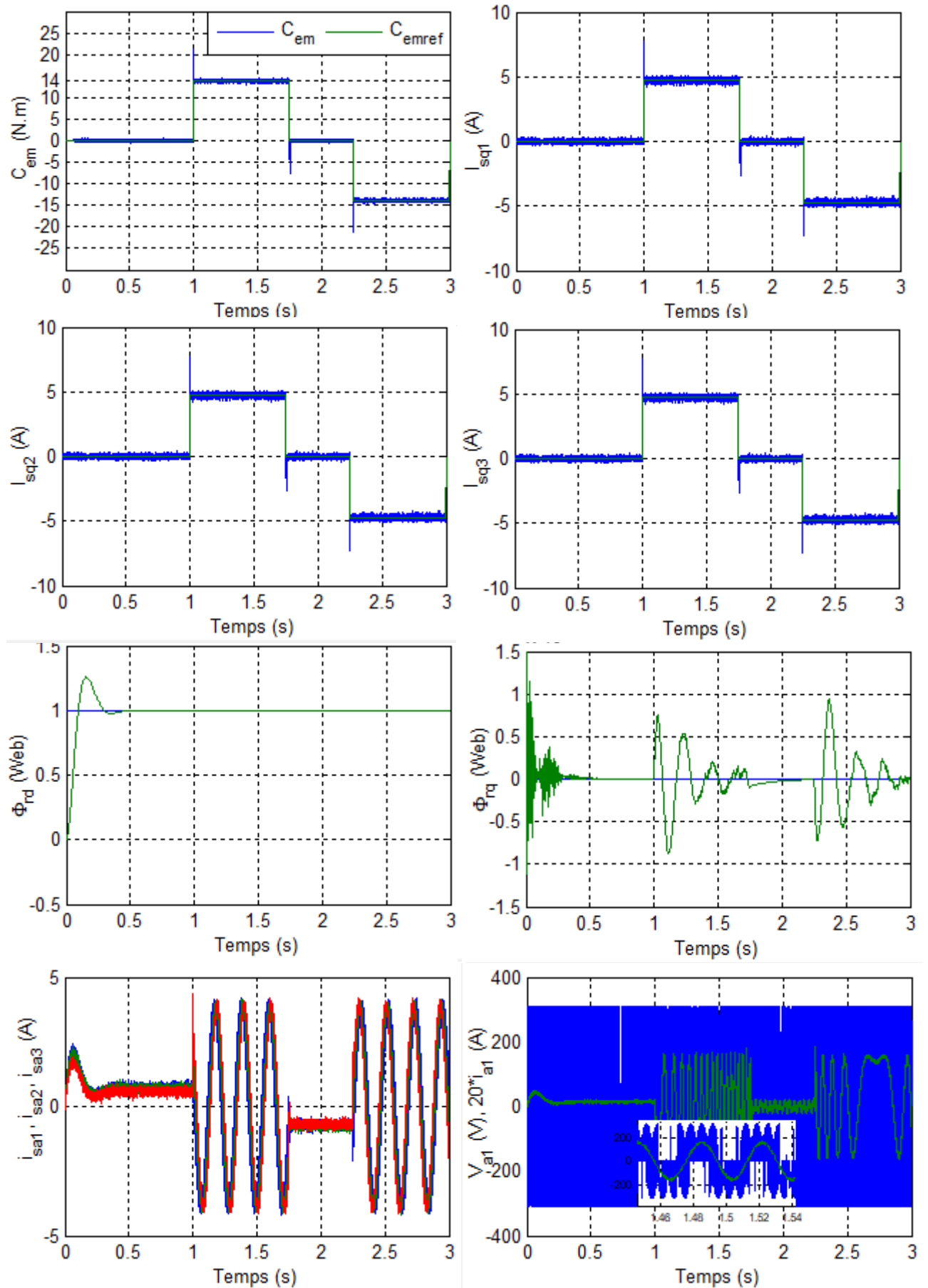
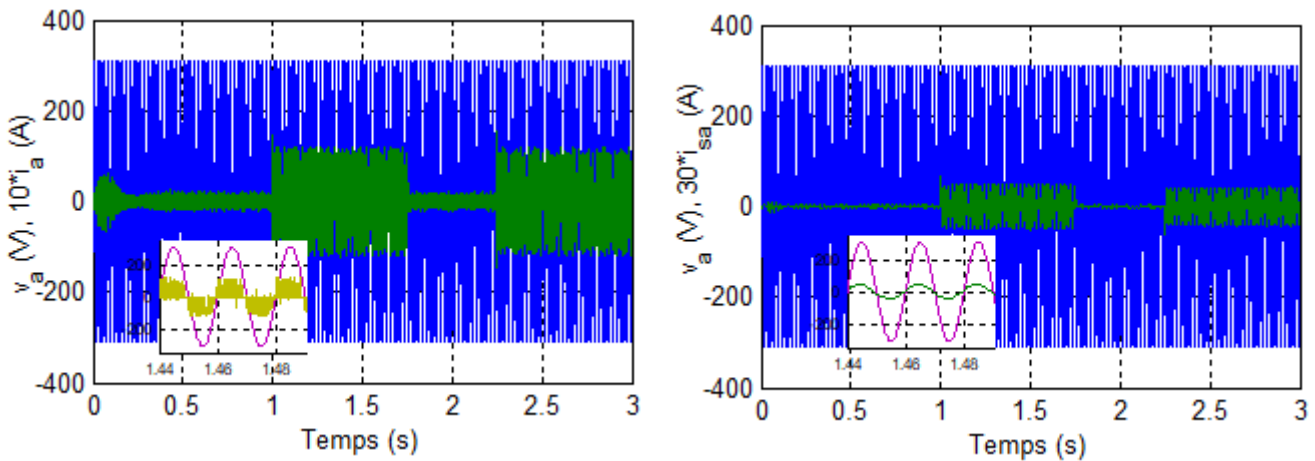


Figure III.4: Schéma bloc de découplage en FOC

III.5.2 Simulation et interprétation des résultats :





a : Le courant et la tension d'entrée sans filtre      b : courant et la tension d'entrée avec filtre

**Figure III.5 :** Evolution de la MASTE par la commande vectorielle indirecte sans réglage de vitesse

La **figure III.5** représente l'évolution des caractéristiques de la MASTE par la commande vectorielle indirecte sans le réglage de vitesse (par orientation du flux rotorique), en imposant le flux de référence  $\varphi_r^* = 1$  (Wb) et le couple électromagnétique de référence sous forme de créneaux  $C_r = 0$  et  $14$  et  $0$  et  $-14$  N.m respectivement suivant les intervalles  $t = [0, 1], [1, 1.75], [1.75, 2.25]$  et  $[2.25, 3]$ . Cette dernière montre que :

Pendant le régime permanent le couple électromagnétique suit parfaitement leur référence imposé. Le flux rotorique suivant l'axe direct reste stable et suit sa référence imposée pendant le régime permanent, Par contre celui en quadrature reste invariant durant ce régime ( $\varphi_r^* = 0$ ). Cela veut dire que les flux rotoriques ne sont pas influencés par la variation du couple imposée, et que le flux est régulé indépendamment du couple.

Le courant en quadrature ( $I_{sq1}, I_{sq2}, I_{qs3}$ ) varie d'une façon similaire à celle du couple durant le régime établi, cela introduit que le couple électromagnétique est régulé par les composantes des courants statorique en quadratures.

En régime permanent et pour un couple résistant  $C_r = 14$  N.m les courants statoriques  $i_{as1}$  et  $i_{as2}$  et  $i_{as3}$  sont sinusoïdaux, leurs valeurs de crête est de 4.1 A.

### III.6 Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse :

Le principe de cette méthode, consiste à déterminer directement la composante du flux rotorique à partir de la vitesse mécanique de rotation du rotor en utilisant un capteur de vitesse, cela est réalisable par un bloc de défluxage

#### III.6.1 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  $\Omega_n$ . Pour des vitesses supérieures, le flux décroît lorsque la vitesse augmente afin de limiter la tension aux bornes de la machine. [20]

Pour cela, on définit le flux de référence comme suit :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_n & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \phi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Schémasé par la figure :

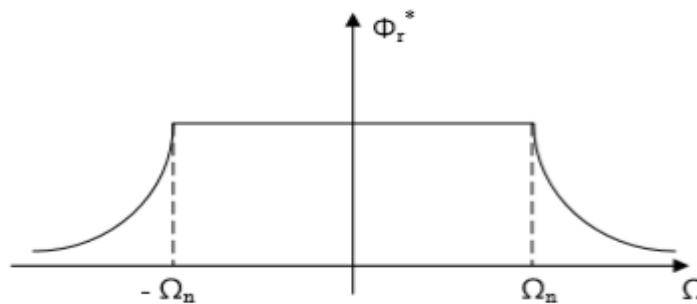


Figure III.6: Bloc de défluxage

#### III.6.2 Calcul des paramètres du régulateur de vitesse :

Le schéma de la boucle de régulation de vitesse est présenté par la Figure III.7

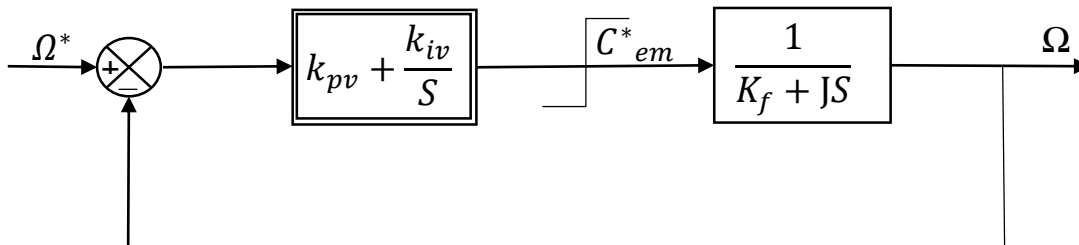


Figure III.7: Bloc de régulation de la vitesse

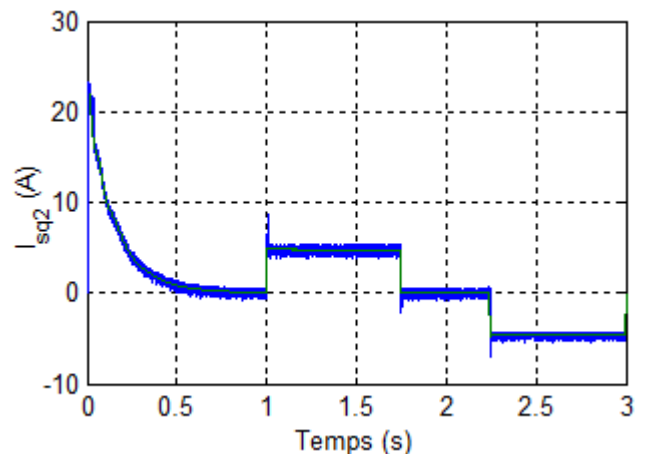
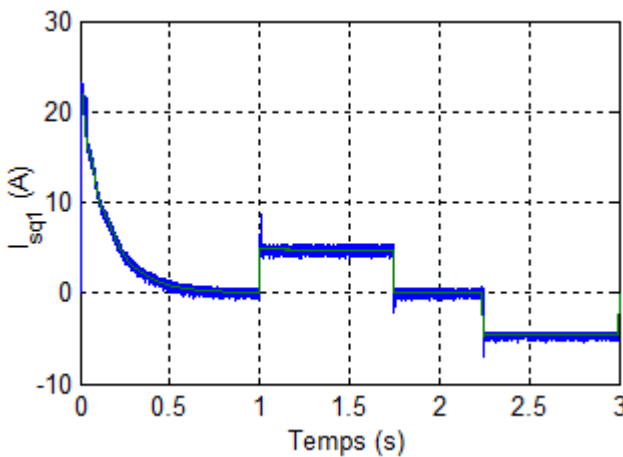
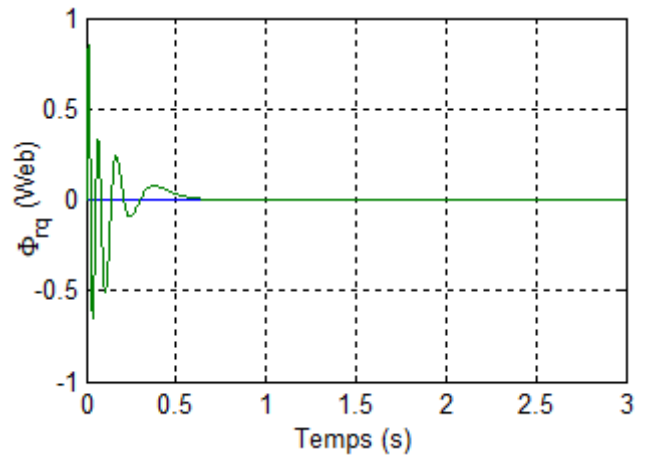
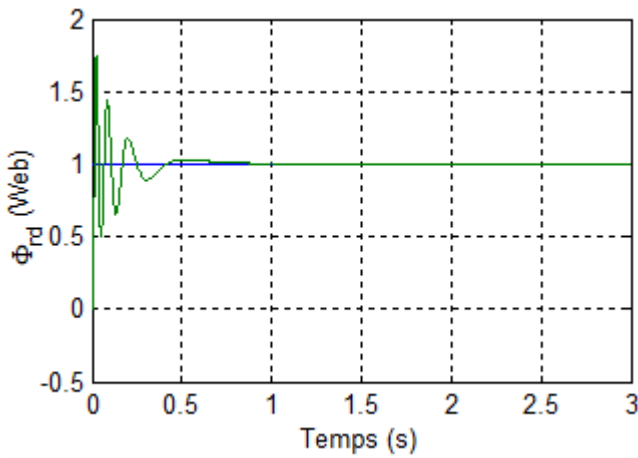
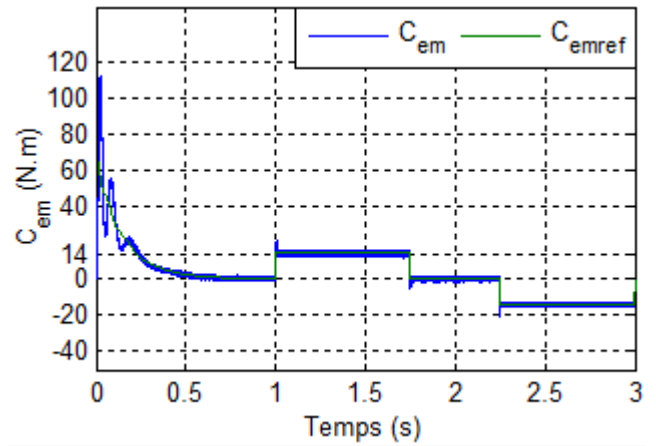
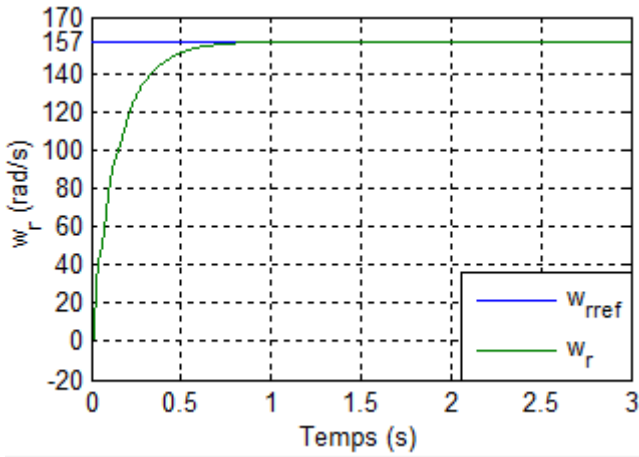
Les paramètres du régulateur de vitesse sont calculé par la même procédure utilisée pour les régulateurs de courants.

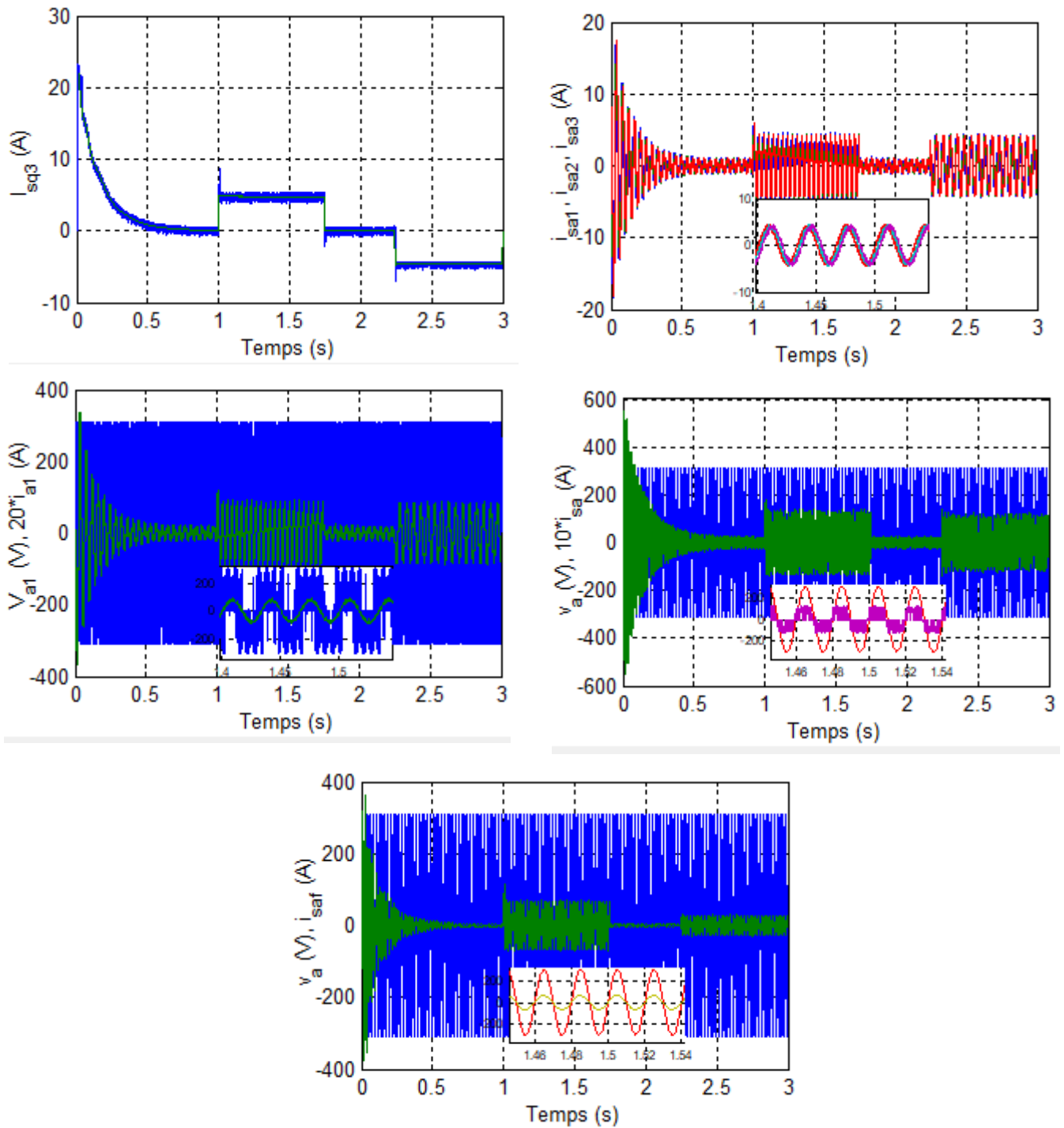
$$\begin{cases} K_{pv} = 2\rho_v J - K_f \\ K_{iv} = 2\rho_v^2 J \end{cases} \quad (III.26)$$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation définie par:[18]

$$C_{em}^*(Lim) = \begin{cases} C_{em}^* & si \quad |C_{em}^*| \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} \text{sing}(C_{em}^*) & si \quad |C_{em}^*| > C_{em}^{max} \end{cases} \quad (III.27)$$

### III.6.3 Simulation et interprétation des résultats :





**Figure III.8 :** Evolution de la MASTE par la commande vectorielle indirecte avec réglage de vitesse

La **figure III.8** ci-dessus représente l'évolution des caractéristiques de la MASTE avec la régulation de vitesse par la méthode indirecte, suivi de l'application des charges  $C_r = 14$  et  $-14$  N.m respectivement entre les intervalles de temps  $t = [1, 1.75]$  et  $[2.25, 3]$  s, Celle-ci montre que :

Au démarrage et pendant le fonctionnement à vide la vitesse augmente puis elle rejoint sa valeur de consigne a  $t=0.7$ s, le couple atteint la valeur maximal 110 N.m par suite le couple se stabilise a la

valeur due au frottement (proche de 0). Les courants statoriques (étoiles 1,2et3) au démarrage 18 A en valeur crête, et puis durant le régime permanent ils évoluent d'une façon sinusoïdale. D'autre part l'évolution des courants statorique sen quadrature sont identiques à celle de couple électromagnétique Les flux rotoriques progressent d'une manière analogue à celle du couple électromagnétique pendant le régime transitoire, toutefois ils se stabilisent et évoluent selon leurs consignes durant le régime permanent.

Lorsque on applique une charge égale à 14 N.m pendant l'intervalle de temps  $t = [1, 1.75]$ s, engendre des augmentations aux niveaux, du couple électromagnétique, les courants statoriques en quadrature, les courants statoriques qui se stabilisent respectivement à ( $C_{em} = 14 \text{ N.m}$ ,  $I_{as1,2,3} = 4 \text{ A}$ , et  $I_{qs1} = 5 \text{ A}$ ). La vitesse et les flux rotoriques demeurent fixes en poursuivant leurs consignes. On remarque que les courants sont presque en phase avec les tensions c'est-à-dire la machine absorbe de la puissance active et réactive de la source à partir de la source.

Par contre, lorsque on applique une charge opposé ( $C_r = -14 \text{ N.m}$ ), on remarque que cela provoque des réductions au niveau de couple électromagnétique et les courants statoriques en quadrature; les mêmes observations sont enregistrées pour les autres grandeurs avec celles en fonctionnement moteur

### **III.7 Conclusion :**

Dans ce chapitre, a été consacré à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone à trois étoile ; par la méthode indirecte dans le but de réglage de vitesse par le régulateur PI.

L'étude de cette commande a mené au mieux à mettre en évidence les caractéristiques de la commande vectorielle sur la MASTE. Ayant pour principe le découplage entre le couple et le flux. Les résultats de simulation que nous avons présentés montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs, l'utilisation du réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur donne de bonnes performances.



## **Conclusion générale**

## *Conclusion générale*

---

### **Conclusion générale :**

Notre mémoire de fin d'étude est consacré à la commande de la machine asynchrone trois étoiles alimentée par trois convertisseurs matriciels directs.

Tout d'abord nous avons entamé le premier chapitre s'ouvre sur une introduction aux machines asynchrones multiphasées, offrant une vue d'ensemble de leurs caractéristiques distinctives et mettant en lumière leurs avantages comparatifs par rapport aux machines triphasées. Ces avantages incluent la segmentation efficace de la puissance, amélioration notable de la fiabilité et du facteur de puissance, ainsi que la réduction des ondulations de couple et des pertes rotoriques.

Le deuxième chapitre a été dédié à l'exposition de la MASTE, en détaillant son principe de fonctionnement et en explorant sa modélisation à travers les équations mathématiques dans le repère diphasé, en utilisant la transformation de Park. L'objectif était d'obtenir un modèle simplifié pour représenter efficacement le fonctionnement de la MASTE. Puis nous avons présenté les performances de la machines asynchrone trois étoiles alimentée par convertisseurs matriciels.

Dans le troisième chapitre, la commande vectorielle de la MASTE alimentée par trois convertisseurs matriciels commande par la technique de modulation vectorielle (space vector modulation) a été utilisé avec la commande vectorielle indirecte. Les résultats obtenus nous ont permis de montrer la possibilité de l'utilisation des convertisseurs matriciels pour l'entraînement des machines à neuf phases par la technique du flux orienté. Nous avons pu constater aussi qu'on pouvait utiliser cette technique de modulation, ce qui veut dire que le critère de choix de la technique de modulation revient à la simplicité de la réalisation, le coût de celle-ci ainsi que des performances attendues.

En perspectives de ce travail, on pourra envisager plusieurs études plus accentuées sur ce domaine, à savoir :

- Application d'autre technique de commande telle que DTC (Direct torque control).
- Utiliser d'autre technique de commande du convertisseur comme la méthode de venturini.

## **Annexes**

## Annexe A : les paramètres de MASTE

Les paramètres de la MASTE sont donnés par le tableau suivant : [18]

Puissance nominale	$P_n = 4.5\text{KW}$
Tension nominale	$V_n = 220\text{V}$
Courant nominal	$I_n = 6.5\text{A}$
Vitesse nominale (synchronisme)	$v_n = 3000\text{tr/min}$
Fréquence nominale	$f_s = 50\text{Hz}$
Résistance d'une phase statorique (étoiles 1, 2 et 3)	$R_{s-1,2,3} = 3.72\Omega$
Résistance d'une phase rotorique	$R_r = 2.12\Omega$
Inductance propre cyclique d'une phase statorique (étoiles 1 et 2 et 3)	$L_{s-1,2,3} = 0.022\text{H}$
Inductance propre cyclique d'une phase rotorique	$L_r = 0.006\text{H}$
Inductance mutuelle cyclique stators-rotor	$L_m = 0.3672\text{H}$
Moment d'inertie	$J = 0.0625\text{kg.m}^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001\text{N.m.s/rd}$

## Annexe B : paramètres des différents régulateurs PI

Les paramètres des régulateurs sont donnés par le tableau suivant : [7]

Régulateur de la vitesse		Régulateur des courants Sur axe « d »		Régulateur des courants Sur axe « q »	
$K_{pv}$	$K_{iv}$	$K_{pid-1,2,3}$	$K_{iid-1,2,3}$	$K_{piq-1,2,3}$	$K_{iiq-1,2,3}$
0.4167	0.0067	84.28	176000	84.28	84.28

## Bibliographies :

- [1] A.Amrouche, F.Abbas « Commande de l'association convertisseur matriciel et machine de six phases » Université de Bordj Bou Arréridj mémoire de master, 2021.
- [2] R.SADOUNI « Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile » Université de Sidi Bel Abbes mémoire de magister, 2010
- [3] J-P Caron, J-P Hautier : «modélisation et commande de la machine asynchrone » imprimé en France : livre,1995.
- [4] A.oukassi : «commande par mode glissent des paramètre électrique de la machine asynchrone » Université de Sétif mémoire de Master,2011.
- [5] D. Hadiouche: « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile » Université Henri Thèse de doctorat, 2001.
- [6] F.Martin : « les différent type de moteur électrique : fonctionnement moteur synchrones et asynchrone,autre type »,imprimé en France :livre 2021.
- [7] A.Azib : « étude et commande des machines polyphasées Alimentées par convertisseur matriciels en mode normal et dégradé » Université A-Mira Béjaia, thèse doctorat 2016.
- [8] A.Adjati : « étude des machines asynchrone à double étoile en pompage hybride à énergie renouvelable »Université de Béjaia A-Mira, thèse de doctorat,2021.
- [9] G.A. Boukhalfa : «Contribution à la commande d'un MASDE.Apport des techniques de l'intelligence Artificielle » Université de Batna thèse doctorat 2020.
- [10] H.Amimer : «Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile» Université de Hadj-lakhdar Batna thèse doctorat,2012.
- [11] E.Merabet : « Commande flou Adaptative d'une machine asynchrone double étoile » Université de Hadj-lakhdar Batna thèse doctorat ,2008.
- [12] R.Abdessamed : «modélisation et simulation des machine électriques », imprimé en France : livre,2011.
- [13] R.Abdessamed et M , Kadjouda « modélisation machines électrique » presse de l'université de Batna, Algerie ,1997.
- [14] N.Taib « Utilisation des convertisseurs matriciels dans les systèmes de production d'énergie » Université de Béjaia A-Mira, thèse doctorat 2012.
- [15] A Ahmed « Etude et commande d'une machine asynchrone double étoile alimentée par convertisseurs matriciels » Université de Béjaia A-Mira, mémoire de magister, 2009.

- [16] K.Ghedamsi : «Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence application à la conduit de la machine asynchrone » Université A-Mira Bejaia, thèse doctorat 2008.
- [17] S .Bekouche R.Hammar : « Commande vectorielle floue d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur matriciel direct » Université A-Mira Bejaia mémoire de master ,2010.
- [18] H.Amimeur, « Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement », Université EL HADJ LA KHDAR de batna, mémoire magister,2008.
- [19] E.Merabet, « Amélioration des performances de Régulation d'une machine double étoile par les techniques de l'intelligence artificielle », L'Université HADJ LA KHDAR batna, Thèse doctorat,2013.
- [20] L.Meftah, « simulation et commande de la machine asynchrone double étoile », Université Ferhat Abbas-Setif-1 , mémoire de magister,2014.