



الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية  
République Algérienne Démocratique Et Populaire  
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
جامعة العربي التبسي - تيسة  
Université Larbi Tebessi - Tébessa  
معهد المناجم  
Institut des Mines  
قسم الإلكتروميكانيك  
Département Electromécanique



## *MEMOIRE*

*Présenté en vue de l'obtention d'un diplôme de Master*

*Filière : Electromécanique*

*Option : Electromécanique*

### *Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone Triphasée.*

**Par**

MAIZI Abdelhafid et KAFI Radouane

**Devant le jury :**

ZAAMOUCHE Fares	MCB	Président	Université Larbi TebessiTébessa
FARES Noureddine	MAA	Encadreur	Université Larbi TebessiTébessa
RECHACHE Abd Elkarim	MAA	Examinateur	Université Larbi TebessiTébessa

*Promotion 2020-2021*

## Remerciements

Louange à Allah, le tout puissant, le clément et miséricordieux qui nous a offert l'aide, la patience et le courage pour avoir pu accomplir ce travail.

On tient à remercier Dr FARSE NOUREDDINE, Maître de conférences à l'université de Larbi Tébessi Tébessa, Ce mémoire a été dirigé par lui, une grande reconnaissance pour son encouragement, et ses précieux conseils durant la période de réalisation de travail.

On tient aussi à remercier les membres du jury pour leur disponibilité et la qualité de leurs remarques.

Nous exprimons toute notre reconnaissance aux personnes qui ont participé de près ou de loin à l'aboutissement de ce mémoire.

Nos remerciements vont aussi à toute l'équipe professorale et technique du département électromécanique, pour la qualité de l'enseignement et l'ambiance agréable durant ces ans d'études.

## Dédicace

Je dédie ce modeste travail qui présente le fruit de mes ans d'études à mes chers parents qui ont été toujours avec moi pendant les moments les plus durs, le cœur est plein mais la parole est vide pour traduire ce mélange de respect, d'estime, et d'adoration, mais ça me suffit de vous dire : je vous aime,

A mes grands-pères et mes grandes mères, votre tendresse était une inspiration quand je voulais avancer dans la vie,

A tous mes frères et mes vrais amis, je vous remercie de m'avoir soutenu,

A la personne qui était capable d'ouvrir mes yeux vers le sens réel de la vie, de là où je suis maintenant, j'aurai toujours une pensée à toi.

---

## *Sommaire*

**Avant-propos**

**Sommaire**

**Liste des figures**

**Liste des symboles**

**Introduction générale** (10)

**Chapitre I : Etat de l'art du moteur à induction.**

I.1. Présentation d'une MAS.....	(13)
I.2. Principe de fonctionnement de la MAS.....	(14)
I.3. Différentes techniques de commande de la MAS.....	(16)
I.4. Commande scalaire.....	(17)
I.5. Commande Vectorielle.....	(18)

**Chapitre II : Modélisation et simulation de la machine asynchrone.**

II.1. Introduction.....	(22)
II.1.1. Hypothèses simplificatrices.....	(22)
II.2. Mise en équations de la MAS.....	(22)
II.2.1. Equations des tensions.....	(22)
II.2.2. Equations des flux.....	(24)
II.2.3. Equations mécaniques.....	(24)
II.3. Transformations triphasé –biphasé.....	(25)
II.3.1. Transformation de Concordia.....	(26)
II.3.2. Transformation de Clark.....	(27)
II.3.3. Transformation de Park.....	(27)
II.3.4. Matrice de passage.....	(29)
II.4. Transformation de Park appliqué à la MAS.....	(29)
II.4.1. Equations électriques.....	(29)
II.4.2. Equations magnétiques.....	(29)
II.4.3. Expression du couple électromagnétique.....	(30)
II.4.4. Equations dynamique.....	(30)
II.5. Modèle dans l'espace d'état de la MAS alimentée en tension.....	(30)

---

II.5.1. Simulation de la MAS.....	(32)
II .6. Conclusion.....	(35)

**Chapitre III : Alimentation de la machine asynchrone.**

III.1. Introduction.....	(37)
III.2. Description de l'onduleur triphasé.....	(37)
III.3. Modélisation de l'onduleur de tension.....	(37)
III.4. Principe de la commande par hystérésis.....	(40)
III.5. Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion.....	(41)
III.5.1. Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle.....	(41)
III .5.2. Simulation de la MAS alimentée par onduleur.....	(43)
III.6. Principe de la modulation vectorielle.....	(45)
III.7. Conclusion.....	(46)

**Chapitre IV : la commande vectorielle de la MAS.**

IV.1. Commande vectorielle de la MAS.....	(48)
IV.1.1. Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté.....	(49)
IV.1.2. Commande vectorielle directe.....	(51)
IV.1.3. Découplage par compensation.....	(53)
IV.1.4. Synthèse des boucles de régulation.....	(54)
IV.1.4.1. Boucle de vitesse.....	(55)
IV.1.4.2. Boucle du flux.....	(56)
IV.1.4.3. Boucle du courant isd.....	(57)
IV.2. Simulation de la commande vectorielle directe à flue rotorique orienté.....	(58)
IV.3. Conclusion.....	(61)

**Conclusion général**

Liste des figures :

**Chapitre I** : Etat de l'art de la machine à induction.

**Figure.I.1** : Machine asynchrone .....(13)  
**Figure.I.2** : Stator d'une machine asynchrone.....(14)  
**Figure.I.3** : Rotor d'une machine asynchrone.....(14)  
**Figure.I.4** : Principe de fonctionnement de la MAS à cage d'écureuil.....(15)  
**Figure.I.5** : Classification des méthodes de contrôle de la MAS.....(17)  
**Figure.I.6** : Contrôle scalaire- loi tension/fréquence.....(18)  
**Figure.I.7** : Contrôle scalaire-loi courant/fréquence.....(18)  
**Figure.I.8** : Commande à flux orienté directe.....(19)  
**Figure.I.09**: Commande à flux orienté indirecte.....(20)

**Chapitre II** : Modélisation de la machine asynchrone triphasée.

**Figure.II.1**: Structure diphasée de la machine asynchrone dans le repère (d-q).....(25)  
**Figure.II.2**: Passage du système triphasé au système biphasé.....(26)  
**Figure.II.3**: Représentation des axes de la machine.....(28)  
**Figure.II.4**: courants statoriques  $I_{sa}$   $I_{sb}$   $I_{sc}$ .....(32)  
**Figure.II.5**: Couple électromécanique [N.m].....(33)  
**Figure.II.6**: la vitesse de rotation[rad/s].....(33)  
**Figure.II.7**: les courants statoriques , directs  $I_{ds}$  et en quadrature  $I_{qs}$ .....(33)  
**Figure.II.8**: les flux statoriques direct et en quadratures.....(33)  
**Figure.II.09**: Les courants statoriques dans le repère triphasé (en charge).....(34)  
**Figure.II.10**: couple électromagnétique[N.m].....(34)  
**Figure.II.11**: la vitesse de rotation[rad/s] .....(39)  
**Figure.II.12**: Les courants statoriques( direct et en quadrature).....(34)  
**Figure.II.13**: Les flux statoriques direct et en quadrature.....(34)  
**Figure II.14** : Schéma block de transformation de Park on biphasée.....(35)  
**Figure II.15** : Schéma block de la commande vectorielle.....(35)

**Chapitre III** : Alimentation de la machine asynchrone.

**Figure.III.1** : Onduleur triphasé avec sa charge.....(37)  
**Figure.III.2** : la commande par hystérésis.....(41)

<b>Figure.III.3</b> : MLI triangulo-sinusoidale .....	(41)
<b>Figure.III.4</b> : MLI sinus triangle.....	(43)
<b>Figure.III.5</b> : Les courants statoriques et le zoom dans le repère triphasé.....	(43)
<b>Figure.III.6</b> : La vitesse de rotation[rad/s].....	(44)
<b>Figure.III.7</b> : le couple électromagnétique[N.m].....	(44)
<b>Figure.III.8</b> : Onduleur de tension triphasé.....	(45)

**Chapitre IV** : la commande vectorielle de la MAS.

<b>Figure.IV.1</b> : Analogie de la machine asynchrone avec la machine à courant continu dans le contrôle vectoriel.....	(49)
<b>Figure.IV.2</b> : Structure générale de la commande vectorielle de la MAS.....	(49)
<b>Figure.IV.3</b> : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer).....	(50)
<b>Figure.IV.4</b> : Commande vectorielle directe d'une machine alimentée en courant avec régulation du flux.....	(52)
<b>Figure.IV.5</b> : Principe du découplage par compensation statique.....	(54)
<b>Figure.IV.6</b> : Boucle externe de régulation de la vitesse de rotation équipée d'.....	(55)
<b>Figure.IV.7</b> : Boucle de régulation de la composante de flux $\varphi_r$ .....	(56)
<b>Figure.IV.8</b> : Boucle de régulation de la composante directe du courant statorique $I_{sd}$ .....	(57)
<b>Figure.IV.9</b> : La vitesse de rotation et la vitesse référence $w_s, w_{s-ref}$ [rad/s] .....	(58)
<b>Figure.IV.10</b> : couple électromagnétique $C_e$ [N.m].....	(58)
<b>Figure.IV.11</b> : Les flux rotoriques direct et quadratique et le flux référence ( $\Phi_{idr}, \Phi_{iqr}$ et $\Phi_{i-ref}$ )[web].....	(58)
<b>Figure.IV.12</b> : les courants direct et quadratique statorique $I_{ds}, I_{qs}$ [A].....	(58)
<b>Figure.IV.13</b> : Les vitesses de rotation et la vitesse de référence $w_s, w_{s-ref}$ [rad/s].....	(59)
<b>Figure.IV.14</b> : le couple électromagnétique $C_e$ [N.m].....	(59)
<b>Figure.IV.15</b> : Les courants statoriques et quadratique $I_{ds}, I_{qs}$ [A].....	(59)
<b>Figure.IV.16</b> : Les flux rotorique direct et quadratique et le flux référence ( $\Phi_{idr}, \Phi_{iqr}$ et $\Phi_{i-ref}$ )[web].....	(59)
<b>Figure (IV.17)</b> : commande vectorielle par orientation du flux rotorique (DRFO).....	(61)

## Liste des symboles

Symboles	Significations	Unités
$R_S$	Résistance de l'enroulement statorique	$\Omega$
$R_R$	Résistance de l'enroulement rotorique	$\Omega$
$L_R$	Inductance cyclique rotorique par phase	H
$L_S$	Inductance cyclique statorique par phase	H
$l_S$	Inductance propre d'une phase statorique	H
$l_R$	Inductance propre d'une phase rotorique	H
J	Moment d'inertie des parties tournantes ramenées à l'arbre moteur	kg.m <sup>2</sup>
$T_S, T_R$	Constante de temps statorique et rotorique	s
$\theta_S$	Position angulaire du stator	rad
$\theta_R$	Position angulaire du rotor	rad
$\theta$	Position angulaire relative entre le rotor et l'axe d	rad
N	Vitesse mécanique	tr/mn
n	Vitesse mécanique	tr/s
$N_S$	Vitesse de synchronisme	tr/mn
$n_S$	Vitesse de synchronisme	tr/s
$\Omega$	Pulsation (vitesse) mécanique	rad/s
$\Omega_S$	Pulsation (vitesse) de synchronisme	rad/s
$\omega_S$	Pulsation statorique	rad/s
$\omega_R$	Pulsation rotorique	rad/s
$\omega_{gl}$	Pulsation de glissement	rad/s
U	Tension statorique entre phases	V
$U_{CC}$	Tension continue appliquée à l'onduleur	V
I	Courant statorique de ligne	A
f	Fréquence	Hz
$\Phi, \varphi, \varphi$	Flux	Wb
v	Tension	V
P	Puissance	W
$C_{em}$	Couple électromagnétique	N.m
$C_R$	Couple résistant (Couple de charge)	N.m
e, E	Erreurs absolue et normalisée	rad/s
$K_{id}, K_{Pd}$	Coefficients intégral et proportionnel du régulateur du courant d'axe d	
$K_{iq}, K_{Pq}$	Coefficients intégral et proportionnel du régulateur du courant d'axe q	



---

$K_{i\phi}, K_{p\phi}$	Coefficients intégral et proportionnel des régulateurs de flux	PI
$K_{iw}, K_{pw}$	Coefficients intégral et proportionnel des régulateurs de vitesse	PI
$v_{AO}, v_{BO}, v_{CO}$	Tension entre phases et neutre fictif	V
$u_{AB}, u_{BC}, u_{CA}$	Tension entre phases en sortie de l'onduleur	V
$T_e$	Période d'échantillonnage	s
T	Période de commutation de l'onduleur	s
$\phi, \varphi$	Flux rotorique de référence	Wb
$w_N$	Pulsation propre	rad/s
g	Glissement	
e	Erreur	
u	Loi de commande	
$X_{sd}$	Grandeur statorique d'axe d	
$X_{sq}$	Grandeur statorique d'axe q	
$X_{rd}$	Grandeur rotorique d'axe	
$X_{rq}$	Grandeur statorique d'axe q	
$x^*, X^*$	Grandeur de référence ou de consigne	
K	Matrice du gain de Kalman	

---

## **Introduction générale**

Les machines électriques tournantes occupent une place prépondérante dans tous les secteurs industriels, les machines asynchrones triphasées sont les plus répandues et les plus utilisées grâce à leur robustesse, leur simplicité de construction et leur faible coût. Néanmoins, celles-ci subissent au cours de leur durée de vie un certain nombre de sollicitations externes ou internes qui peuvent les rendre défaillantes. Les contraintes industrielles en maintenabilité, disponibilité et sécurité des équipements sont par ailleurs très fortes. C'est pourquoi le monde industriel est fortement intéressé par le développement des techniques permettant de déterminer l'état de travail de ces machines.

Ainsi que ces limitations d'emploi ont poussé la recherche vers d'autres solutions faisant intervenir des actionneurs moins coûteux et plus robustes à savoir les machines à courant alternatif, en particulier le moteur asynchrone.

De nombreuses études ont été faites pour mettre au point des commandes performantes de la machine asynchrone

Les techniques modernes d'entraînement reposent sur une utilisation de plus en plus large du moteur asynchrone, cela est motivé par sa robustesse, sa fiabilité électromécanique, son faible coût et sa simplicité de conception et d'entretien, cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, [1], [2].

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été développée pour supprimer le couplage interne de la machine. Cependant, bien qu'elle donne des performances élevées à la machine asynchrone, le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénient :

- Faible robustesse vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques
- Présence de transformations de coordonnées dépendent d'un angle estimé
- Utilisation d'un capteur mécanique (fragile et coûteux). Quand on n'utilise pas ce capteur (variateur sans capteur de vitesse), les performances de la machine sont dégradées

Cette méthode bien qu'elle présente beaucoup d'avantages à savoir :

- Réduction du temps de réponse du couple
- Amélioration de la robustesse vis-à-vis les variations paramétriques rotoriques
- Elimination des transformations de coordonnées

- Contrôle des ondulations du flux et du couple
- Suppression du capteur mécanique

Ce mémoire a été structuré comme suit :

- Le premier chapitre présente quelque définition de moteur asynchrone et les différentes commandes de la machine
- Le deuxième chapitre présente la modélisation de la machine asynchrone nécessaire pour élaborer un schéma de simulation de la commande de la machine
- Le troisième chapitre est consacré à l'étude du convertisseur de fréquence ainsi que ces différentes techniques de commande
- Le quatrième chapitre est réservé à l'étude des différentes techniques classiques de commande et la commande directe du couple et du flux.

En fin de ce mémoire nous présentons une conclusion générale de cette étude.[1]

# **CHAPITRE I :**

## *Etat de l'art du moteur à induction*

## I.1 Introduction

La machine asynchrone, connue également sous le terme anglo-saxon de machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Comme les autres machines électriques (machine à courant continu, machine synchrone), la machine asynchrone est un convertisseur électromécanique basé sur l'électromagnétisme permettant la conversion bidirectionnelle d'énergie entre une installation électrique parcourue par un courant électrique (ici alternatif) et un dispositif mécanique.

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. Elle est utilisée dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires, automobiles électriques), dans l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager. Elle était à l'origine uniquement utilisée en « moteur » mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, elle est de plus en plus souvent utilisée en « génératrice » [7],[8], par exemple dans les éoliennes. [9]

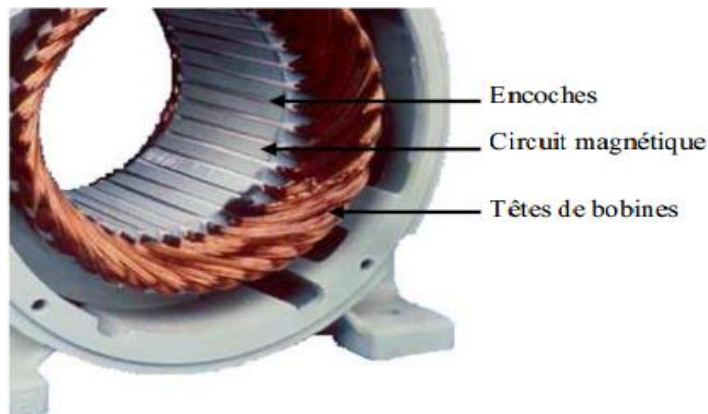
Pour fonctionner en courant monophasé, les machines asynchrones nécessitent un système de démarrage. Pour les applications de puissance, au-delà de quelques kilowatts, les machines asynchrones sont uniquement alimentées par des systèmes de courants triphasés.



**Figure (I.01):** Machine asynchrone

### I.1.1 Stator

Les différents types des moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor, dans tous les cas le stator reste dans son principe, le même. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine.



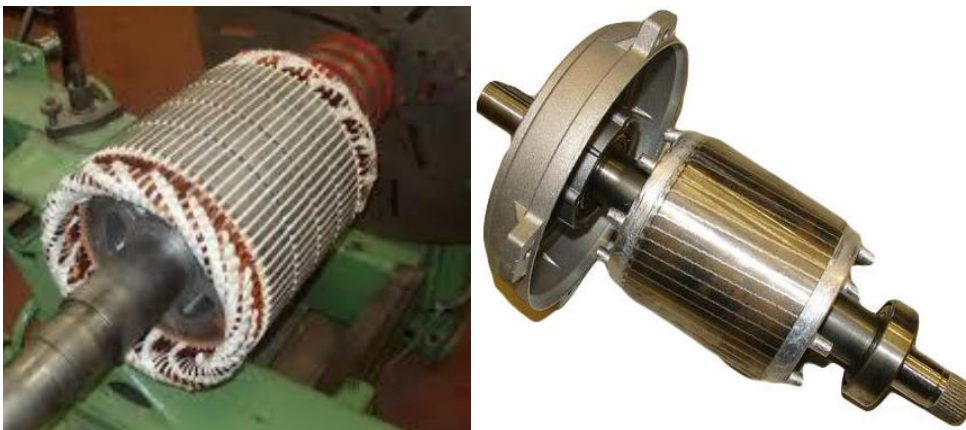
**Figure ( I.02):** Stator d'une machine asynchrone.

### I.1.2 Rotor

constitué de conducteurs mis en circuit fermé. On rencontre deux types de rotor:

**Rotor bobiné** : l'enroulement, semblable à celui du stator, comporte  $p$  paires de pôles par phase; les trois paires sont reliées à trois bagues qui permettent d'accéder au rotor.

**Rotor à cage** : le rotor est constitué de barreaux de cuivre ou d'aluminium reliés aux deux extrémités par deux couronnes conductrices. Ce modèle (en forme de cage d'écureuil) peu coûteux et très robuste est le plus répandu mais il ne permet pas l'accessibilité.



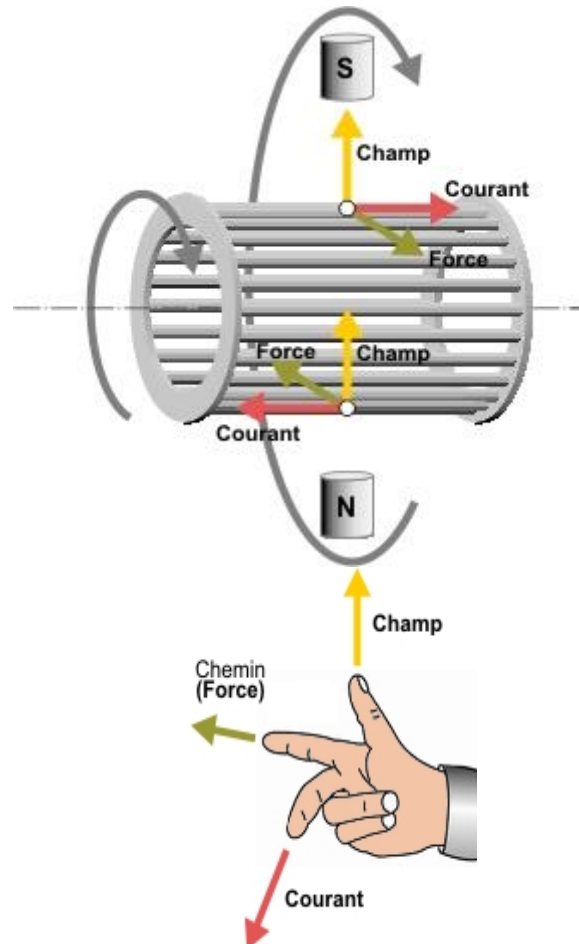
**Figure (I.03):** Rotor bobiné et Rotor à cage d'une machine asynchrone

## I.2 Principe de fonctionnement de la MAS

Le principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone repose :

- D'une part sur la création d'un courant électrique induit dans un conducteur placé dans un champ magnétique tournant. Le conducteur en question est un des barreaux de la cage

- d'écureuil ci-dessous constituant le rotor du moteur. L'induction du courant ne peut se faire que si le conducteur est en court-circuit (c'est le cas puisque les deux bagues latérales relient tous les barreaux).
- D'autre part, sur la création d'une force motrice sur le conducteur considéré (parcouru par un courant et placé dans un champ magnétique tournant ou variable) dont le sens est donné par la règle des trois doigts de la main droite.



**Figure (I.04) :** Principe de fonctionnement de la MAS a cage d'écureuil

Comme montré sur le schéma ci-dessus, le champ tournant, à un instant donné, est orienté vers le haut. En considérant deux conducteurs diamétralement opposés, on constate que les courants induits dans ces deux conducteurs sont en sens inverse et, associés au champ magnétique, créent des forces motrices en sens inverse.

Le rotor étant libre de tourner sur l'axe X-Y, les deux forces s'associent pour imprimer aux deux conducteurs un couple permettant la rotation de la cage d'écureuil : le moteur électrique est inventé.

Pour entretenir la rotation du moteur, il est nécessaire de faire varier soit le courant dans les conducteurs de la cage, soit le champ magnétique. Dans un moteur asynchrone, c'est le champ magnétique qui varie sous forme de champ tournant créé dans le stator.

Au démarrage le champ tournant balaye les conducteurs de son flux à la vitesse angulaire de synchronisme. Le rotor mis en rotation tend à rattraper le champ tournant. Pour qu'il y ait un couple entretenu au niveau des conducteurs, la variation de flux doit être présente en permanence ; ce qui signifie que si les conducteurs tournent à la vitesse de synchronisme comme le champ tournant, la variation de flux sur les conducteurs devient nulle et le couple moteur disparaît.

Un rotor de moteur asynchrone ne tourne donc jamais à la vitesse de synchronisme (50 Hz). Pour un moteur à une paire de pôles (à 50 Hz, la vitesse de rotation du champ tournant est de 3 000 [tr/min]) la vitesse de rotation du rotor peut être de 2 950 [tr/min] par exemple ; intervient ici la notion de glissement.[11]

### I.3 différentes techniques de commande de la machine asynchrone

Le but de cette partie n'est pas de donner des outils complets et précis sur l'utilisation des diverses commandes, mais plutôt de décrire quelques architectures du contrôle de la machine asynchrone.

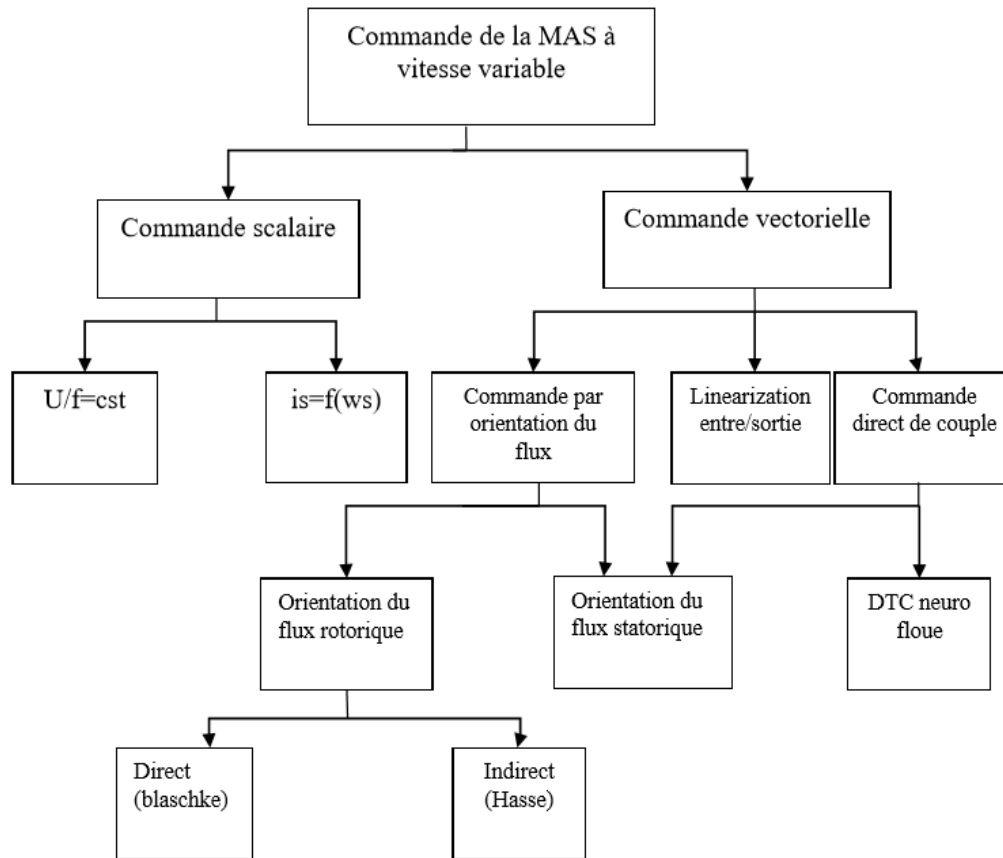
Le contrôle en boucle ouverte de la machine avec fréquence variable fournit un entraînement à vitesse variable satisfaisant si le moteur fonctionne à couple constant et ne nécessite pas un réglage rigoureux de la vitesse. Quand l'entraînement nécessite une réponse rapide et un contrôle précis du couple et de la vitesse, le contrôle en boucle ouverte n'est pas satisfaisant. Cependant, un contrôle en boucle fermée devient indispensable quand le fonctionnement dynamique a un important effet sur le système. Le couple électromagnétique dépend du flux d'entrefer et de la vitesse, cette relation n'est pas linéaire ce qui rend le contrôle de la machine asynchrone compliqué.

Plusieurs techniques de contrôle sont proposées dans la littérature, nous trouvons Principalement deux grandes familles de contrôle :

- Contrôle scalaire : (a) Contrôle tension/fréquence (ou V/f). (b) Contrôle du courant Statorique et de la fréquence de glissement.
- Contrôle vectoriel : (a) Contrôle par flux orienté (b) contrôle direct du couple.

La figure (I.05) expose un organigramme des principales méthodes de commande du moteur asynchrone.





**Figure (I.05) :** Classification des méthodes de contrôle de la MAS

### I.3.1 Contrôle scalaire

Dans la machine asynchrone les champs stator et rotor restent synchronisés du fait que, par induction, la fréquence des courants rotoriques varie automatiquement avec la vitesse du rotor pour compenser cette variation. Le champ rotorique est mobile par rapport au stator à pulsation, contrairement au cas des machines synchrones où la fréquence du courant d'excitation reste constante et nulle quelle que soit la vitesse du rotor et où, par conséquent, le champ rotorique est fixe par rapport à celui-ci. Dans les machines asynchrones il n'y a donc pas de risque de décrochage par couple moyen nul mais seulement de blocage par couple résistant excessif, supérieur au couple maximal, qui provoque un arrêt et un fonctionnement en court-circuit puisqu'il n'y a plus de f.e.m. de rotation pour s'opposer à la tension statorique. Les machines asynchrones présentent des instabilités en régime transitoire. C'est le cas lors d'une alimentation directe en tension lorsque le filtre d'entrée présente des valeurs d'inductance et de capacité élevées. C'est aussi le cas lors d'une alimentation directe en courant avec fréquence statorique imposée. [14]

#### I.3.1.1 Contrôle V/f

Le principe de cette stratégie de contrôle est d'agir sur la fréquence et l'amplitude de la tension statorique telle que le rapport (V/f) reste constant, ce qui permet de faire varier le couple du moteur et donc sa vitesse pour un couple résistant constant

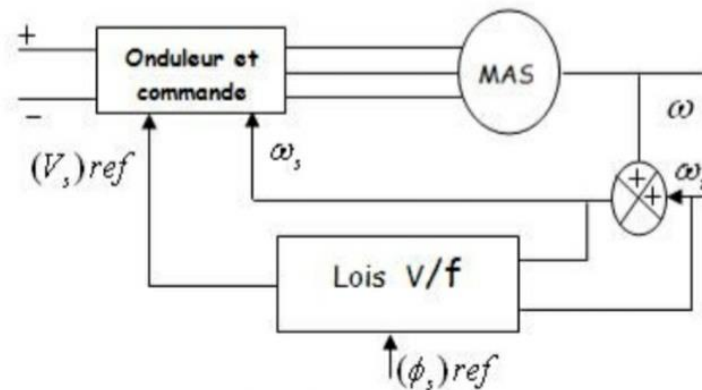


Figure (I.06) : Contrôle scalaire (loi tension/fréquence).

### I.3.1.2 Contrôle du courant statorique et de la fréquence de glissement

Dans la technique de régulation de courant, les références triphasées des courants sont comparées aux valeurs instantanées des courants de la machine, l'erreur est l'entrée des régulateurs et du bloc logique de MLI. L'amplitude des courants de référence est obtenue à partir du générateur de fonction. La fréquence des courants statorique est obtenue à partir du capteur et du signal de la fréquence de glissement. La fréquence de glissement est fournie par le régulateur de vitesse

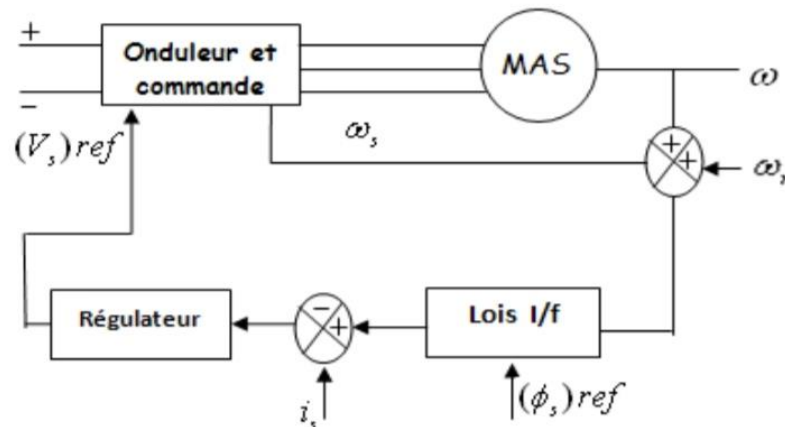


Figure (I.07) : Contrôle scalaire (loi courant/fréquence).

### I.3.2 Contrôle vectoriel

La commande vectorielle offre la possibilité d'utiliser la machine asynchrone dans des applications avec de grandes performances.

### I.3.2.2 Contrôle par flux orienté :

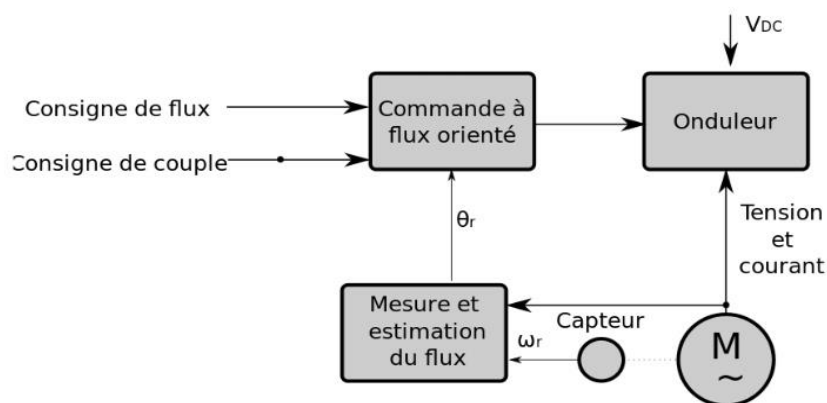
La commande vectorielle avec orientation du flux rotorique a été introduite par Blaschke en 1972.[23]

Ce type de commande a fait ses preuves en termes de robustesse et de fiabilité. Contrairement aux méthodes scalaires, le contrôle vectoriel permet de faire varier non seulement l'amplitude et la vitesse de rotation des vecteurs spatiaux, mais aussi leur phase.

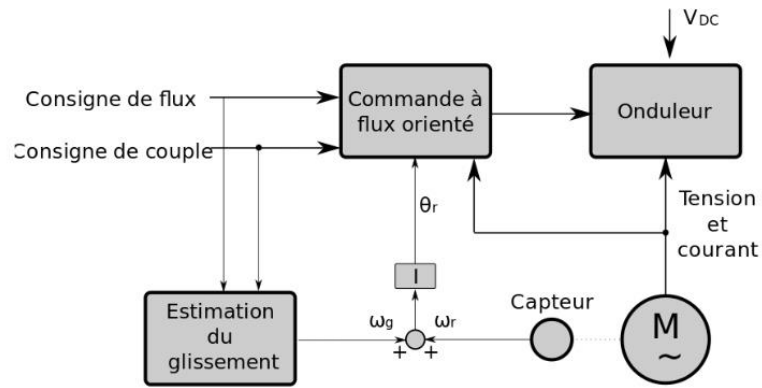
Le problème du moteur asynchrone est qu'il n'est pas possible de contrôler directement le flux et le couple à partir des courants d'alimentation comme c'est le cas pour les moteurs à courant continu à excitation séparée. En effet, en alimentant les bobinages du stator, les courants de ligne de la machine asynchrone créent des courants dans le rotor en court-circuit. Ces courants à leur tour créent un champ dans l'entrefer de la machine qui, en s'ajoutant au champ tournant du stator forme le flux tournant de la machine.

Le but de la commande est de retrouver la proportionnalité entre le flux et le couple d'une machine à excitation séparée. Cela permet d'obtenir des performances dynamiques intéressantes et un contrôle précis jusqu'à la vitesse nulle.

Cette technique de contrôle revient en fait à transformer la machine à courant alternatif à une machine à courant continu équivalente. La commande vectorielle dite à flux orienté, découle de la transformation de Park qui fait apparaître l'expression du couple instantané sous forme de produit,  $(\varphi \cdot i)$ . [24]



**Figure (I.08) :** Commande à flux orienté directe.



**Figure (I.09) :** Commande à flux orienté indirecte.

#### I.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons rappelé quelques généralités sur la machine asynchrone Et sa commande. Le premier point est consacré à la machine asynchrone où nous avons présenté de manière succincte la structure, le principe de fonctionnement.

Le deuxième point a concerné la présentation des différentes commandes de la machine asynchrone. Nous avons présenté deux principales stratégies de contrôle.

**Chapitre II :**  
*Modélisation et  
simulation de la  
machine asynchrone  
triphásée*

## II.1. Introduction

Modélisation de la machine asynchrone triphasée (MAS). Dans un premier lieu, on donnera de manière explicite le modèle mathématique de la machine asynchrone (Equations électriques et mécaniques) dans son référentiel triphasé. Puis, on réduira l'ordre du système par une transformation dite de PARK. Cette transformation modélise la MAS dans un nouveau référentiel, biphasé cette fois. Dans un dernier lieu, on donnera la simulation numérique des différentes grandeurs de la MAS. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques. Le modèle mathématique d'une Machine Asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent. La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficients variables en fonction du temps. Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation dite « transformation de Park », qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse. Dans ce chapitre nous nous intéresserons à la modélisation de la machine asynchrone par :

- La mise en équation de la machine asynchrone à partir d'hypothèses simplificatrices ;
- La simplification de ces équations par l'introduction de la transformation de Park ;
- La mise sous forme d'équation d'état ;
- Simulation de la machine asynchrone on deux cas (à vide, charge).[25]

### II.1.1. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

- Parfaite symétrie de construction ;
- Le circuit magnétique n'est pas saturé ;
- La variation des résistances des enroulements en fonction de la température négligeable ;
- L'entrefer est constant ;
- Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités des courants ;
- Les pertes fer sont nulles ;
- La répartition dans l'entrefer de la force magnétomotrice et celle du flux sont sinusoïdales.

## II.2. Mise en équations de la MAS

### II.2.1 Les équations des tensions

## ❖ Equations rotoriques

$$\begin{cases} V_{ra} = 0 = R_r \cdot i_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = 0 = R_r \cdot i_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = 0 = R_r \cdot i_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.01})$$

sous forme matricielle

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d[\phi_r]}{dt} \quad (\text{II.02})$$

Avec :

$[V_r]$  : Représente le vecteur tension ;

$[I_r]$  : Le vecteur courant ;

$[\phi_r]$  : Vecteur flux.

La matrice résistance rotorique se met sous la forme suivante :

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.03})$$

## ❖ Equations statoriques

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s \cdot i_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.04})$$

sous forme matricielle:

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \quad (\text{II.05})$$

Où :

$[V_s]$  : Représente le vecteur tension ;

$[I_s]$  : Le vecteur courant ;

$[\phi_s]$  : Vecteur flux.

La matrice résistance statoriques se met sous la forme suivante

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{II.06})$$

Avec :

- $R_s$ : Résistance statorique ;
- $R_r$ : Résistance rotorique ;
- $V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$  : Les trois tensions statoriques ;
- $I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$ : Les trois courants statoriques ;
- $V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$ : Les trois tensions rotoriques ;
- $I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$ : Les trois courants rotoriques ;
- $\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$ : Les flux à travers les trois phases du stator ;
- $\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$ : Les flux à travers les trois phases du rotor.

### II.2.2 Equations des magnétique

Les relations des flux statoriques et rotoriques sous forme matricielle :

$$[\phi_S] = [L_{SS}][I_S] + [M_{SR}] \quad [I_R][\phi_R] = [L_{RR}][I_R][M_{RS}][I_S] \quad (\text{II.06})$$

Avec :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \quad (\text{II.07})$$

$$[L_{RR}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.08})$$

Si on désigne par «  $\theta$  » l'écart angulaire compté dans le sens de rotation entre les phases du stator et du rotor, et  $M$ , la mutuelle quand les axes des deux enroulements considérés coïncident.

$$[M_{SR}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.09})$$

### II.2.3. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :



$$C_{em} - C_r = J \cdot \frac{d\omega}{dt} + f_t \cdot \omega \quad (\text{II.10})$$

Avec :

**C<sub>em</sub>** : le couple électromagnétique ;

**C<sub>r</sub>** : le couple résistant ;

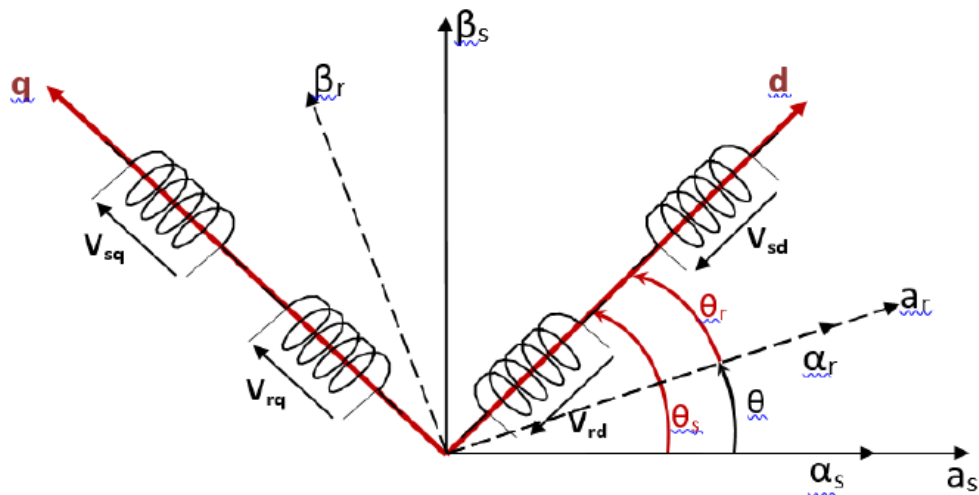
**f** : coefficient de frottement ;

**J** : moment d'inertie du rotor.[11]

### II.3. Transformations Triphasé-biphasé

-Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé ( $\alpha, \beta$ ).[1]

-La structure de la MAS diphasée est montrée par les figures (II.1) et (II.2) :



**Figure (II.01) :** Structure diphasée de la machine asynchrone dans le repère (d-q).

Dans cette figure, on a repéré les différents référentiels communs au stator et au rotor jugé utile dans la mise en place des modèles dynamiques de la machine asynchrone.

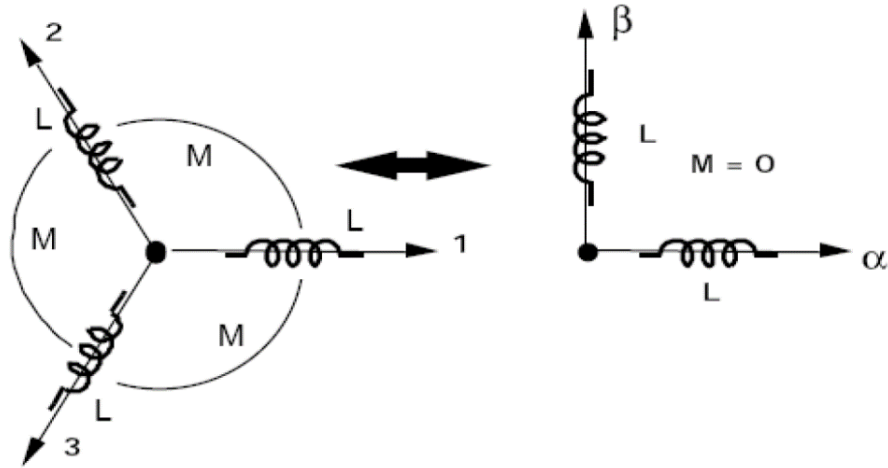


Figure (II.02) : Passage du système triphasé au système biphasé.

**II.3.1. Transformation de Concordia**

- Afin de développer les lois de commande basées sur le contrôle et le réglage des grandeurs Statoriques de la machine, il est plus judicieux de choisir le repère diphasé ( $\alpha, \beta$ ) lié au stator.
- Les variables de commande sont les tensions statoriques alors que les courants statoriques et les flux statoriques représentent les variables d'états.
- Elle conserve la puissance mais elle ne conserve pas les amplitudes.[26]

$$[c_{32}] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3/2} \\ -1/2 & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix} \tag{II.11}$$

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [C_{32}] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \tag{II.12}$$

De même la transformation inverse est obtenue par la matrice inverse [C23].[27]

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [C_{23}] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \tag{II.13}$$

$$[C_{23}] = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix} \tag{II.14}$$

Notons que la relation entre ces 2 matrices est :

$$[C_{23}] = [C_{32}]^t \tag{II.15}$$

### II.3.2. Transformation de Clark

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé de CLARKE  $\alpha\beta$  s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [T_{23}] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

$$[T_{23}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Le passage inverse s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [T_{32}] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

$$[T_{32}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

- Le choix de la matrice de passage non normée (Clarke) est pratique en commande où l'on traite des grandeurs dq. Cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant absorbé par le moteur.

- Elle conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance et le couple.[28]

### II.3.3. Transformation de Park

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée – biphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (a b c) vers le repère mobile (d q). Pour chaque ensemble de grandeurs (statoriques et rotoriques), on applique la transformation de Park. Pour simplifier les équations, et par conséquent le modèle. Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider.

En effet, si l'on note  $\theta_s$  (resp.  $\theta_r$ ) l'angle de la transformation de Park des grandeurs statoriques (resp. Rotorique). Ceci se fait en liant les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  par la relation suivante :

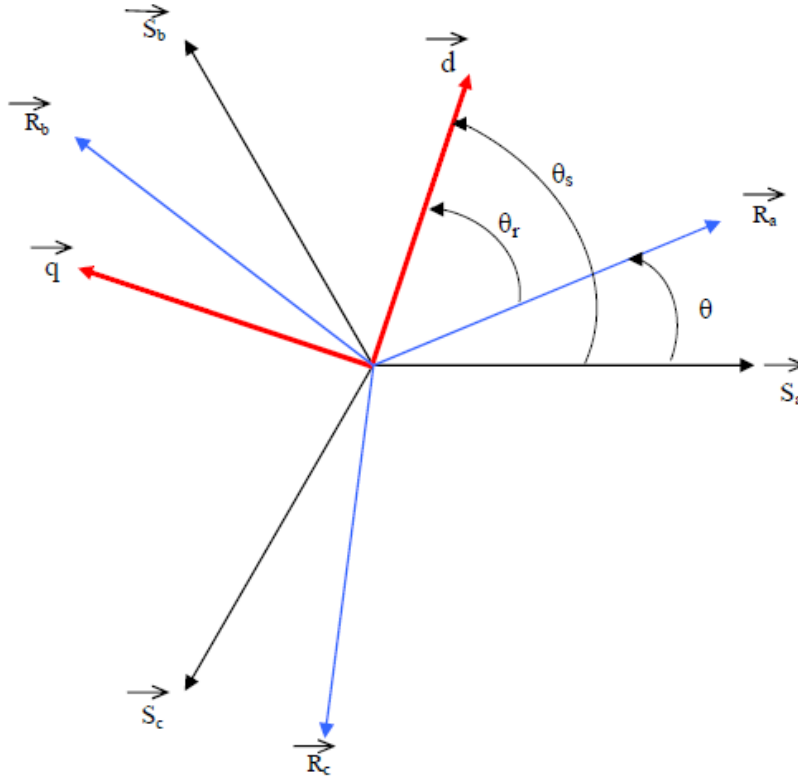


Figure (II.03) : Représentation des axes de la machine.

$$X_{dq} = [p(\theta)] X_{abc} \tag{II.20}$$

Tel que :

$\mathbf{X}$  : peut-être la tension, le courant ou le flux.

$[\mathbf{P}(\theta)]$  : est la matrice de la transformation de Park définie par :

$$[p(\theta)] = \sqrt{3/2} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{II.21}$$

$[p(\theta)]^{-1}$  : est la matrice inverse de Park

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{3/2} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \tag{II.22}$$

Avec :

L'angle  $\theta$  correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

\*  $\theta = \theta_s$  pour le stator ;

\*  $\theta = \theta_r$  pour le rotor.[29]

### I.3.4. Matrice de Passage

La matrice de la transformation de PARK qui conserve la puissance instantanée est défini

Par :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

Où :

La matrice de Park qui conserve la puissance est défini comme suit :

$$p(\theta) = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

## II.4. Transformation de Park appliquée à la MAS

### II.4.1. Equations électriques

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - W_s \varphi_{sq}$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + W_s \varphi_{sd} \quad (\text{II.25})$$

$$0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} - (W_s - W_r) \varphi_{rq}$$

$$0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} + (W_s - W_r) \varphi_{rd}$$

### II.4.2. Equations magnétiques

$$\varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M I_{rd}$$

$$\varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M I_{rq} \quad (\text{II.26})$$

$$\varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M I_{sd}$$

$$\varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M I_{sq}$$

**M** : mutuelle entre le stator et le rotor.

### II.4.3. Equation du couple électromagnétique

$$C_e = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{II.27})$$

### II.4.4. Equation dynamique

$$C_e - C_r = J \frac{d}{dt} W_r + f W_r \quad (\text{II.28})$$

**J** : Moment d'inertie des pièces tournantes ;

**W<sub>r</sub>** : Vitesse mécanique du rotor en tr /mn.

## II.5. Modèle de la MAS en vue de sa commande

La machine asynchrone peut avoir différents modèles d'états. La différence entre ces modèles réside dans le choix du vecteur d'état X et dans l'orientation du référentiel (d, q).

La forme d'équation d'état de la MAS s'écrit :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (\text{II.29})$$

$$Y = CX + DU \quad (\text{II.30})$$

En considérant le cas d'une MAS alimentée en tension, et en utilisant le référentiel (d, q) lié au champ tournant, les combinaisons possibles pour le vecteur d'état sont :

$$X_1 = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad X_2 = \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad X_3 = \begin{bmatrix} \varphi_{ds} \\ \varphi_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad X_4 = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.31})$$

Le vecteur dont on s'intéresse c'est **X<sub>4</sub>** ou :

Dont le vecteur d'entrée :

$$V = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

Le vecteur de sortie :

$$y = \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

Prenons comme variable d'état le vecteur

$$X^T = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \varphi_{rd} \quad \varphi_{rq}] \quad (\text{II.34})$$

Le modèle d'état de la MAS est défini par le triplet [A], [B], [C], tels que :

$$A = \begin{bmatrix} -\left[\frac{1}{\sigma T} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right] & W_s & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M} W \\ -W_s & -\left[\frac{1}{\sigma T} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right] & \frac{-1-\sigma}{\sigma T_r} W & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & W_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & -W_r & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{II.35})$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.37})$$

Avec :

$\sigma$  : est le coefficient de dispersion de BLONDEL ;

$T_r$  et  $T_s$  : sont respectivement les constantes de temps rotoriques et statoriques.

- A partir du modèle d'état établi de la MAS dans un référentiel lié au champ tournant, en exploitant le résultat de l'orientation du champ

$$\begin{cases} \varphi_{dr} = \varphi_r \\ \varphi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Nous avons :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + (R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r) i_{sd} - \sigma L_s W_s i_{sq} - \frac{M}{L_r^2} R_r \varphi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + (R_s + \frac{M^2}{L_r^2} R_r) i_{sq} + \sigma L_s W_s i_{sd} + \frac{M}{L_r^2} W \varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.39})$$

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_r \\ W_r = \frac{m}{T_r \varphi_r} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

Le couple est donné par :

$$C_e = p \frac{M}{L_r} \varphi_r i_{sq} \quad (\text{II.41})$$

Pour un flux constant, le couple dépend de la composante isq.

Les expressions (II.39) et (II.40) représentent les lois de la commande vectorielle à flux rotorique orienté, les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  représentent les grandeurs de commande qui affectent à la fois les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ , donc le flux et le couple.

### II.5.1. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La simulation de la machine asynchrone est basée sur son modèle mathématique déjà établi. La machine asynchrone est alimentée par un réseau triphasé équilibré. Le temps de simulation est égal à 5s.

#### II.5.1.1. Simulation à vide

La simulation de la machine asynchrone à vide ( $C_r = 0$ ) permet de tracer les grandeurs électriques et électromécaniques représentées par les figures ci-dessous :

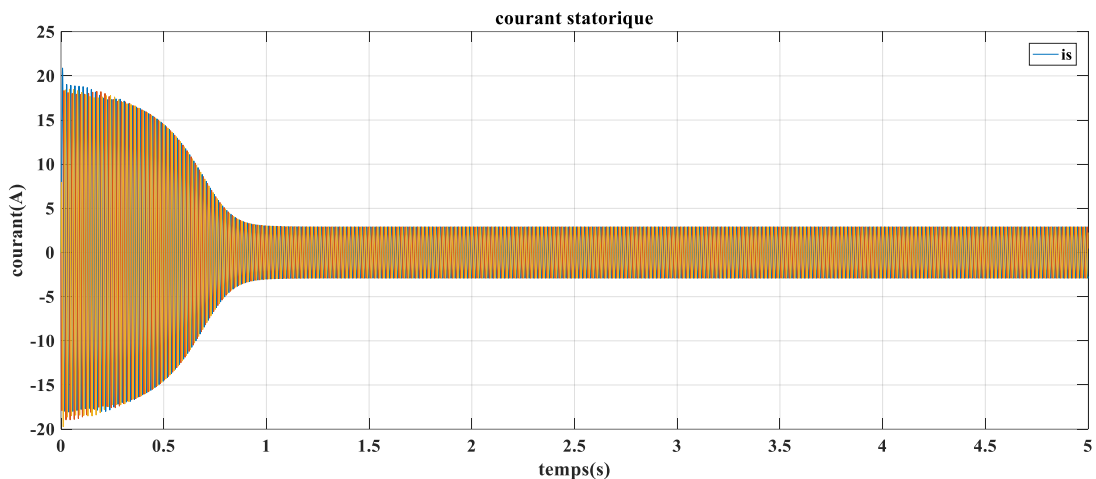


figure (a)

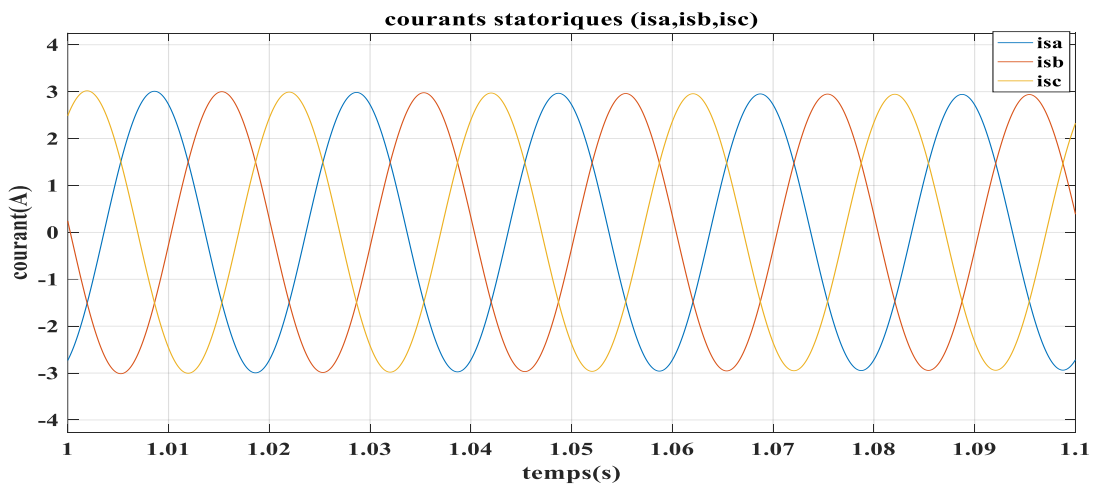


figure (b)

Figure (II.04) : : courant statorique  $I_{sa}$   $I_{sb}$   $I_{sc}$ [A].



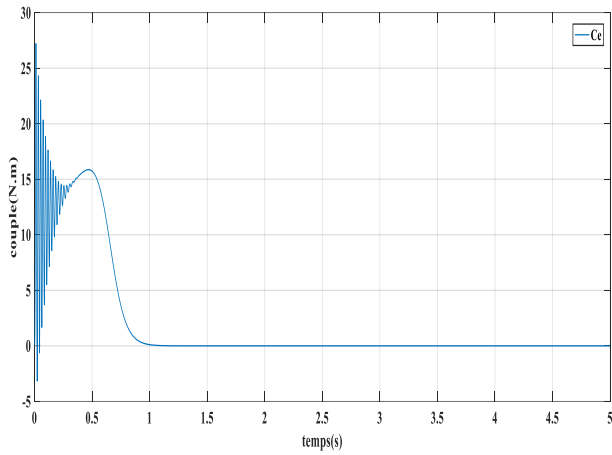


Figure (II.05) : Couple électromécanique [N.m]

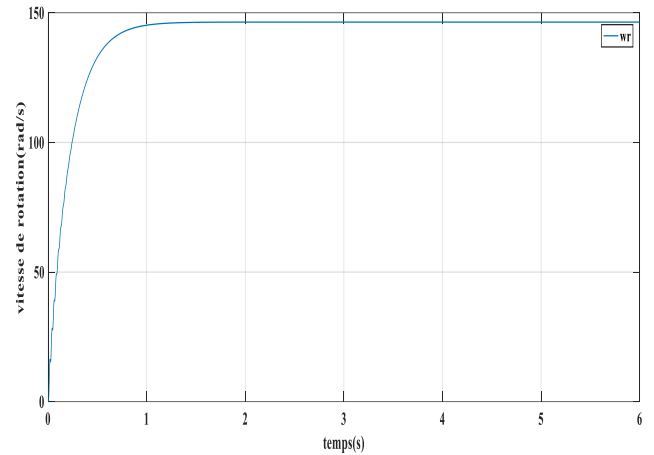


Figure (II.06) : la vitesse de rotation [rad/s]

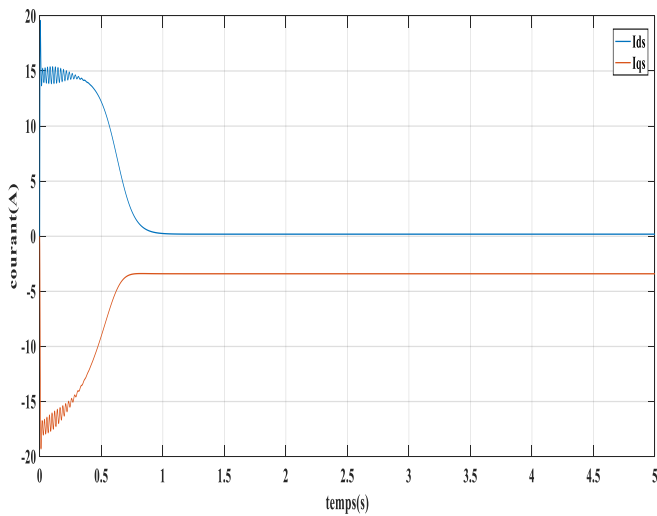


Figure (II.07) : les courants statoriques,

direct  $I_{ds}$  et en quadratique  $I_{qs}$  [A]

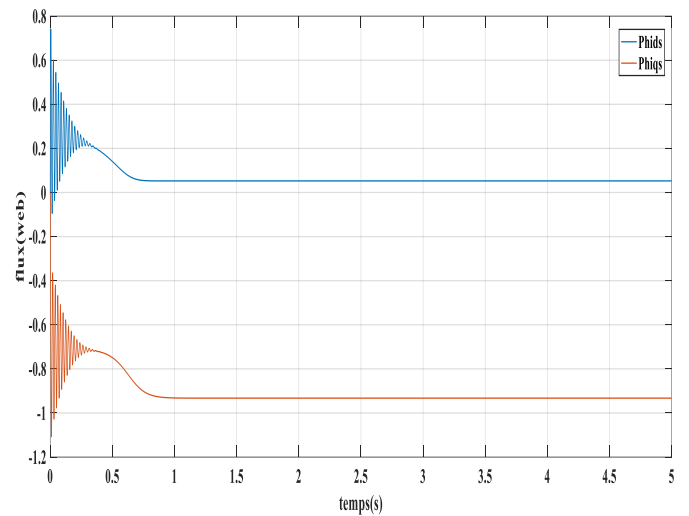


Figure (II.08) : les flux statoriques

direct et en quadratique [web]

Les courbes des figures (II.04), (II.05), (II.6), permettent de relever les remarques suivantes :

- La vitesse de rotation atteint sa valeur nominale 148 rad/s au bout d'un temps de 0.3s.
- Après un certain comportement au régime transitoire, le couple électromagnétique prend une valeur nulle (sans charge)
- Le zoom des trois courants statoriques montrent que l'allure est parfaitement sinusoïdale.

### II.5.1.2 Simulation en charge

Dans cette partie, on a appliqué un couple de charge (résistant) égale 10 N.m à l'instant  $t=3s$

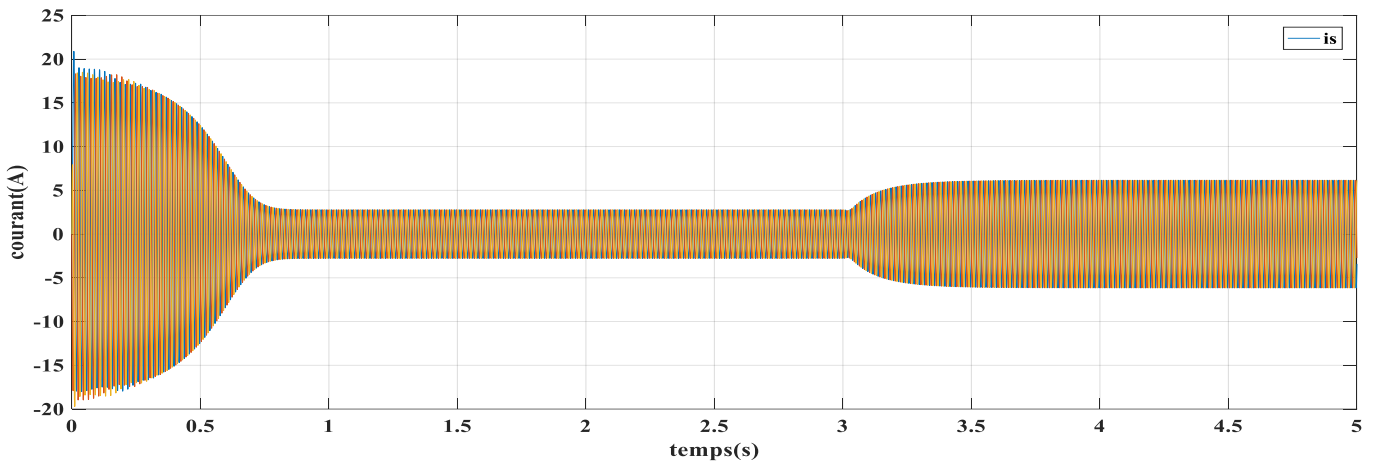


Figure (II.09) : Les courants statoriques dans le repère triphasé (en charge)

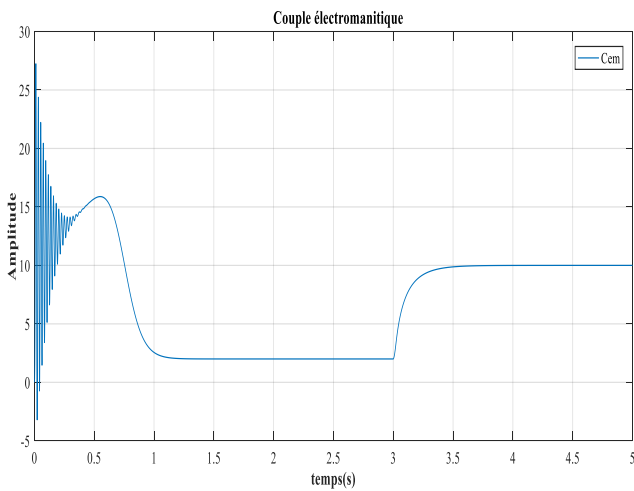


Figure (II.10) : couple électromagnétique[N.m]

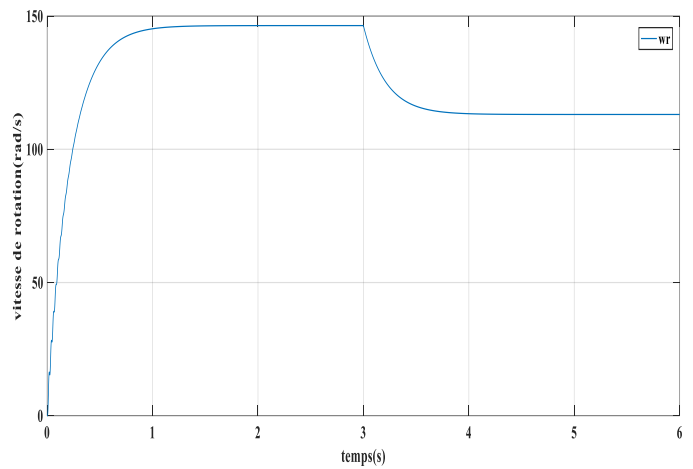


Figure (II.11) : la vitesse de rotation[rad/s]

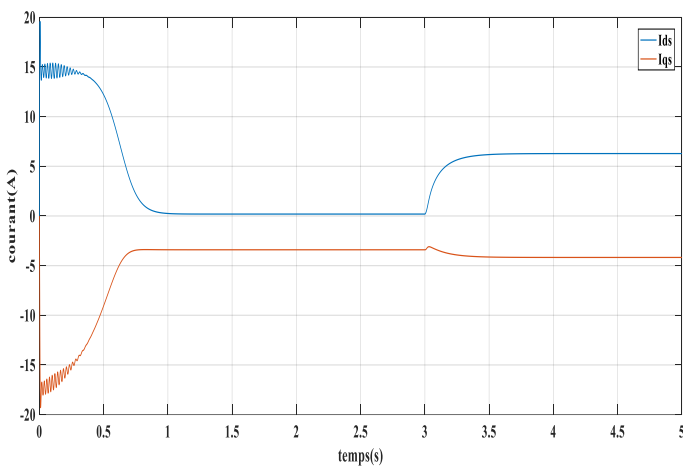


Figure (II.12) : Les courants statoriques (direct et en quadrature)[A].

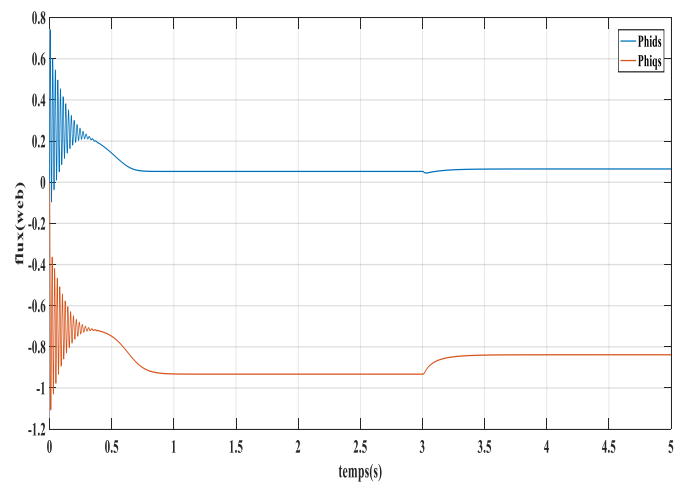


Figure (II.13) : Les flux statoriques direct et en quadrature[web].

A partir des figures ci-dessous (en charge), nous constatons que :

- la vitesse se stabilise à sa valeur nominale 148 rd/s. Lorsqu'on lui applique volontairement à l'instant  $t = 3s$  une charge de  $C_r = 10N.m$ , la vitesse se décroît au-dessous de sa valeur nominale.
- Le couple électromagnétique oscille au démarrage avec des valeurs allant jusqu'à 27 N.m et s'annule en régime permanent. Puis il augmente pour atteindre la valeur du couple résistant.
- Les courbes des courants statoriques et des flux rotoriques direct et en quadrature ont les mêmes allures que dans le cas à vide. Mais à partir de l'instant 3s (l'application de la charge), il y a une diminution de l'amplitude des courants  $I_{qs}$  et augmentation de l'amplitude des flux et l'amplitude des courants  $I_{qs}$ .

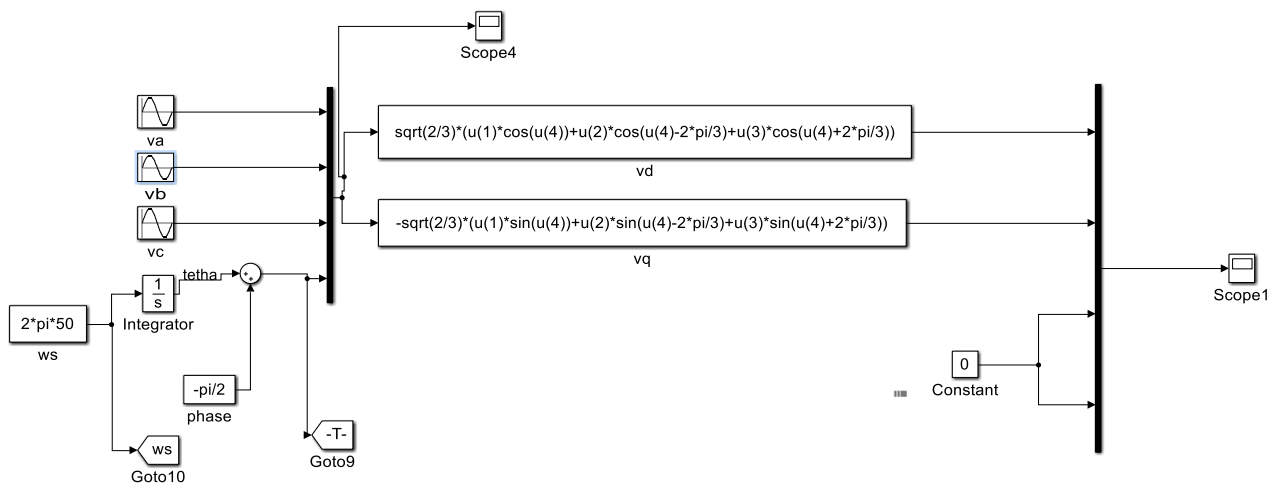


Figure (II.14) : Schéma block de transformation de Park on biphasée.

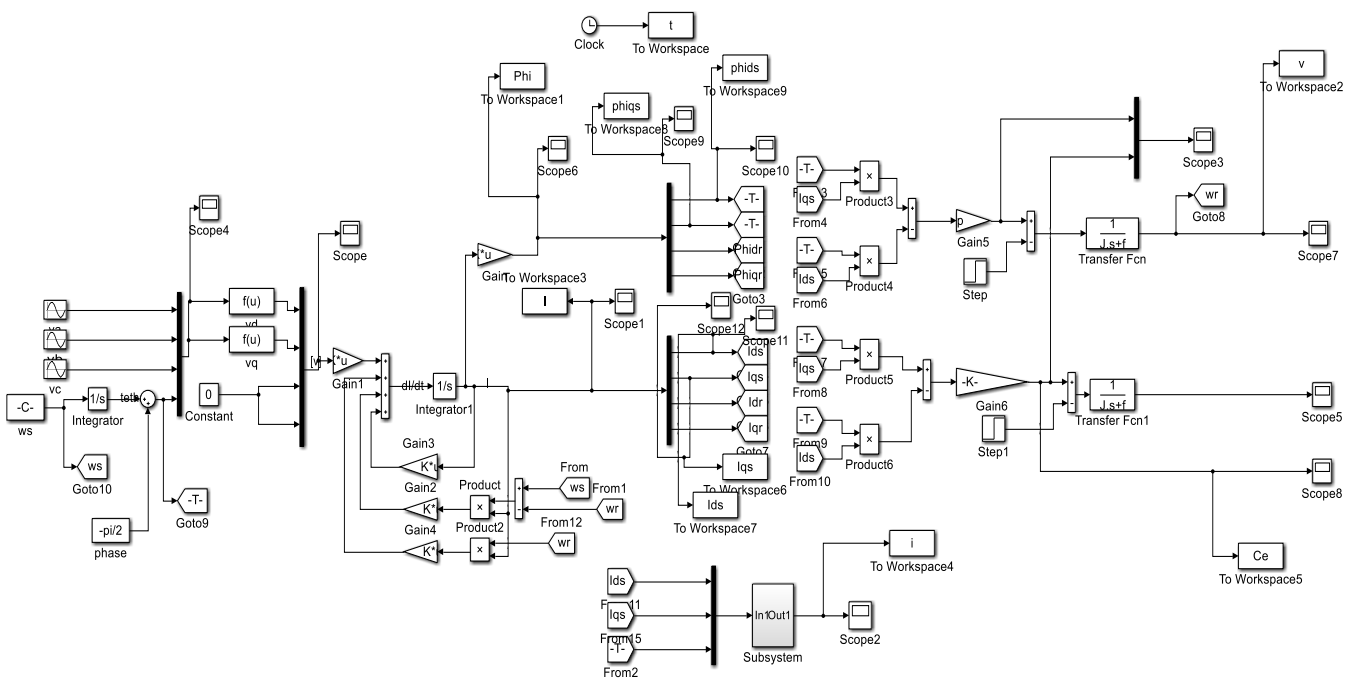


Figure (II.15) : Schéma block de commande vectorielle

**II.6. Conclusion :**

Dans ce chapitre nous a permis d'élaborer le modèle dynamique du moteur asynchrone triphasé. Ces modèles sont mis en œuvre pour analyser les comportements dynamiques de la machine et pour mettre en place les différentes stratégies de commande. Les équations des tensions statoriques et rotoriques sont fortement. L'utilisation des transformations triphasées-biphasées, appliquées aux enroulements statoriques et rotoriques, nous a permis de réduire le nombre d'équations du modèle en le rendant plus simple. Le couplage du flux et du couple reste un problème à prendre en compte pour concevoir une stratégie de commande aussi comparable à celle du moteur à courant continu.

# **CHAPITRE III :**

## *Alimentation de la machine asynchrone*

### III.1. Introduction

Le moteur asynchrone est utilisé le plus souvent pour des entraînements à vitesse variable. Les variateurs de ces moteurs sont construits à base de convertisseurs de fréquence. Parmi ces convertisseurs de fréquence l'onduleur autonome qui est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connections entre l'entrée et la sortie, et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie. Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté, cela conduit à distinguer :

- \* les onduleurs de tension, alimentés par une source de tension continue.
- \* les onduleurs de courant, alimentés par une source de courant continu.

Nous envisageons dans ce chapitre l'étude des onduleurs de tension ainsi que leurs différents modes de commande à savoir.

- \* Commande à hystérésis.
- \* commande MLI (modulation de largeur d'impulsion). [1]

### III.2. Description de l'onduleur triphasé

La (figure III.01) montre le schéma électrique simplifié d'un onduleur de tension alimentant une charge triphasée qui est connectée en étoile. [30]

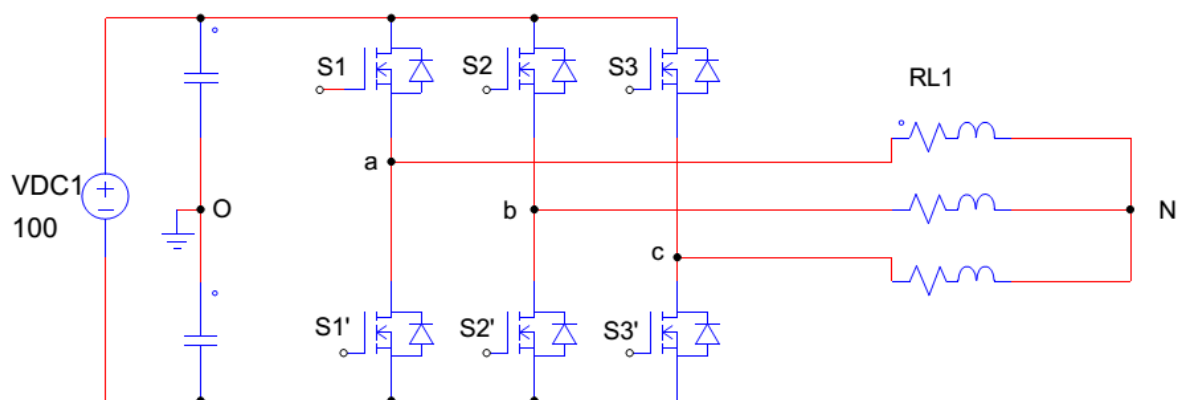


Figure (III.01) : Onduleur de triphasé avec sa charge.

### III.3. Modélisation de l'onduleur de tension

Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé La représentation schématique de l'onduleur est fournie par la (figure III.01) Pour assurer la continuité des courants de sortie alternatif Ia, Ib et Ic, les interrupteur S1 et S1', S2 et S2', S3 et S3' doivent être complémentaire deux à deux, et pour que les tensions de sortie Va, Vb et Vc soient identiques à un tiers de la période T de leur fondamental prés, il faut commander chaque demi pont avec un retard de T/3 sur le précédent.

En commande pleine onde on ferme donc :

- S1 pour  $\omega t = 0$  et S1' pour  $\omega t = \pi$  ;
- S2 pour  $\omega t = 2\pi/3$  et S2' pour  $\omega t = \pi + 2\pi/3$  ;
- S3 pour  $\omega t = 4\pi/3$  et S3' pour  $\omega t = \pi + 4\pi/3$ .

(III.01)

La présence du neutre relié à la source est indispensable si le récepteur est déséquilibré et tout particulièrement s'il comporte des charges monophasées montées entre phase et neutre. Si le récepteur triphasé est équilibré (moteur triphasé par exemple) on peut supprimer la liaison entre le point neutre « N » et le point milieu « 0 » du la source, Donc supprimer celui- ci, on obtient alors l'onduleur triphasé proprement dit. [11]

### - Modèle mathématique de l'onduleur de tension triphasé

Les interrupteurs S1 et S1', S2 et S2', S3 et S3' doivent être complémentaires deux à deux, quel que soit la loi de commande à adopter, il est possible d'établir des relations générales que nous utiliserons pour la commande MLI ; quels que soient les courants, les interrupteurs imposent les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point milieu (fictif) 'O' de la source de tension.

$$V_a - V_0 = \frac{V_{dc}}{2} S_1 \text{ fermé} \quad \text{et} \quad V_a - V_0 = -\frac{V_{dc}}{2} S_1 \text{ ouvert}$$

$$V_b - V_0 = \frac{V_{dc}}{2} S_2 \text{ fermé} \quad \text{et} \quad V_b - V_0 = -\frac{V_{dc}}{2} S_2 \text{ ouvert} \quad (III.02)$$

$$V_c - V_0 = \frac{V_{dc}}{2} S_3 \text{ fermé} \quad \text{et} \quad V_c - V_0 = -\frac{V_{dc}}{2} S_3 \text{ ouvert}$$

Les interrupteurs imposent donc les tensions composées à la sortie de l'onduleur ainsi pour la première de ces tensions.

$$V_a - V_b = (V_a - V_0) - (V_b - V_0) = V_{dc} S_1 \text{ est fermé et } S_2 \text{ est ouvert}$$

$$V_a - V_b = (V_a - V_0) - (V_b - V_0) = 0 \text{ si } S_1 \text{ et } S_2 \text{ sont fermé}$$

$$V_a - V_b = (V_a - V_0) - (V_b - V_0) = 0 \text{ si } S_1 \text{ et } S_2 \text{ sont ouvert} \quad (\text{III.03})$$

$$V_a - V_b = (V_a - V_0) - (V_b - V_0) = -V_{dc} \text{ si } S_1 \text{ est ouvert et } S_2 \text{ est fermé}$$

Son point neutre étant isolé, si le récepteur est équilibré on peut passer des tensions composées aux tensions simples  $V_a, V_b, V_c$  à la sortie de l'onduleur. Pour que, quelle que soit leurs formes d'ondes, les trois courants  $I_A, I_B, I_C$  aient une somme nulle, il faut que leurs trois fondamentaux aient une somme nulle et qu'il en soit de même pour les divers harmoniques.

Si le récepteur est équilibré, ces trois phases présentent la même impédance pour le fondamental ainsi que pour les divers harmoniques, les produits impédances 'Z'- courants, c'est à- dire les tensions ont une somme nulle pour les fondamentaux ainsi que les systèmes harmoniques successifs, en ajoutant toutes ces sommes on obtient la somme nulle des trois tensions. [25]

A cause de l'équilibre on a :

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (\text{III.04})$$

$$V_a + V_b + V_c = 0$$

Donc :

$$U_{ab} - U_{ac} = (V_a - V_b) - (V_c - V_a) = 2V_a - V_b - V_c$$

$$U_{bc} - U_{ab} = (V_b - V_c) - (V_a - V_b) = -V_a + 2V_b - V_c \quad (\text{III.05})$$

$$U_{ca} - U_{bc} = (V_c - V_a) - (V_b - V_c) = 2V_c - 2V_b - V_a$$

Et on a :

$$V_a = -V_b - V_c$$

$$V_b = -V_a - V_c \quad (\text{III.06})$$

$$V_c = -V_a - V_b$$

Donc :

$$V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ac}) = \frac{1}{3} [(V_a - V_b) - (V_c - V_a)]$$

$$V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) = \frac{1}{3} [(V_b - V_c) - (V_a - V_b)] \quad (\text{III.07})$$

$$V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) = \frac{1}{3} [(V_c - V_a) - (V_b - V_c)]$$



On obtient finalement :

$$V_a = \frac{1}{3}[2(V_a - V_0) - (V_b - V_0) - (V_c - V_0)]$$

$$V_b = \frac{1}{3}[-(V_a - V_0) + 2(V_b - V_0) - (V_c - V_0)] \quad (\text{III.08})$$

$$V_c = \frac{1}{3}[-(V_a - V_0) - (V_b - V_0) + 2(V_c - V_0)]$$

Si  $V_{AO}$ ,  $V_{BO}$  et  $V_{CO}$  sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), alors  $V_A$ ,  $V_B$  et  $V_C$  sont les tensions de sorties de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent, L'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice  $[T]$  assurant le passage continu -alternatif (DC-AC).

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \quad (\text{III.09})$$

On aura alors :

$$[VAC] = [T]. [VDC] \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$[VAC] = [V_A \ V_B \ V_C]$  T : Tension alternative équilibrée ;

$[VDC] = [V_{AO} \ V_{BO} \ V_{CO}]$  T : Tension continue.

### III.4. Principe de commande par hystérésis

Cette méthode fait appel à des régulateurs à hystérésis qui un système de contrôle des courants (flux), les sorties des correcteurs sont directement les ordres de commutations de l'onduleur. [31]

Le schéma de principe de cette technique est représenté sur la figure suivante :

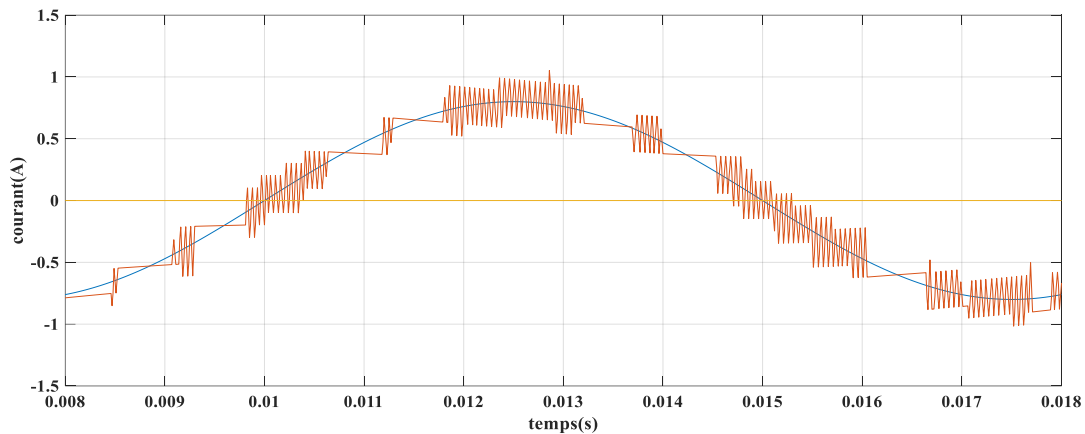


Figure (III.02) : la commande par hystérésis.

### III.5. Principe de la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

L'alimentation des machines électriques à courant alternatif par onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion M.L.I, constitue un grand intérêt pour la commande de ces machines. Elle permet de repousser les fréquences élevées des harmoniques de la tension de sortie.

Dans cette méthode, les instants de commutation ainsi que la largeur d'impulsion sont déterminés par la comparaison entre les tensions des références, qui correspondent aux tensions de sortie recherchées de fréquence, et une onde triangulaire nommée porteuse de fréquence élevée par rapport à la fréquence, figure (III.03)

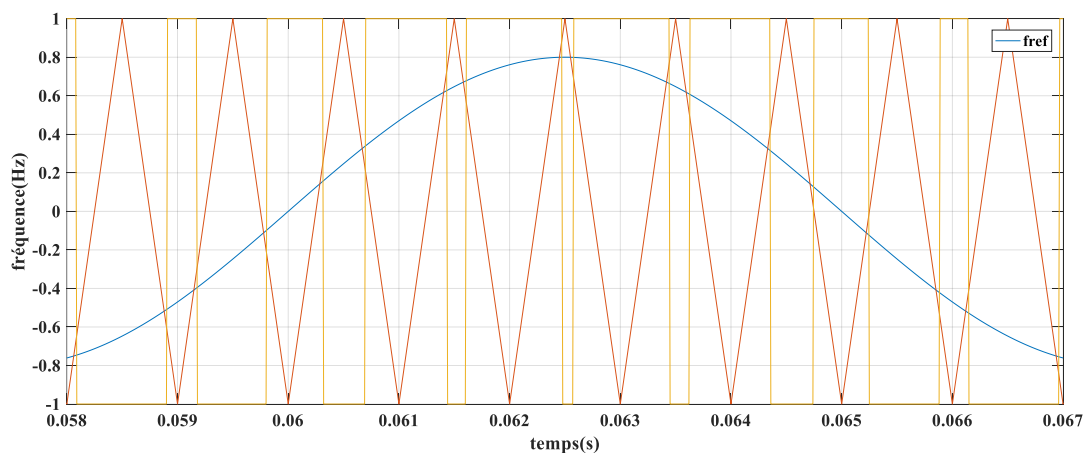


Figure (III.03): MLI triangulo-sinusoïdal.[29]

#### III.5.1. Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle

L'alimentation des machines électriques à courant alternatif par onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion M.L.I, constitue un grand intérêt pour la commande de ces machines. Elle permet de repousser les fréquences élevées des harmoniques de la tension de

sortie.[33] Dans cette méthode, les instants de commutation ainsi que la largeur d'impulsion sont déterminés par la comparaison entre les tensions des références, qui correspondent aux tensions de sortie recherchées de fréquence, et une onde triangulaire nommée porteuse de fréquence élevée par rapport à la fréquence, figure (III.03).

Pour commander chaque bras, nous comparons le signal de référence (modulante) à un Signal triangulaire (porteuse) de fréquence élevée.

On définit :

- L'indice de modulation  $m$  égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur la fréquence du modulante ;

$$m = \frac{f_p}{f_0} \quad (\text{III.11})$$

- L'indice d'amplitude  $r$  égal au rapport de l'amplitude de référence sur l'amplitude de la porteuse ;

$$r = \frac{V_p}{V_0} \quad (\text{III.12})$$

- La valeur maximale de la tension de phase à la sortie de l'onduleur vaut exactement ;

$$V_{max} = r \frac{E}{2} \quad (\text{III.13})$$

- Le taux de modulation  $T_m$  égal au rapport de l'amplitude de la modulante sur celle de la porteuse ;

$$T_m = \frac{A_m}{A_p} \quad (\text{III.14})$$

- L'angle de calage  $\delta$ .

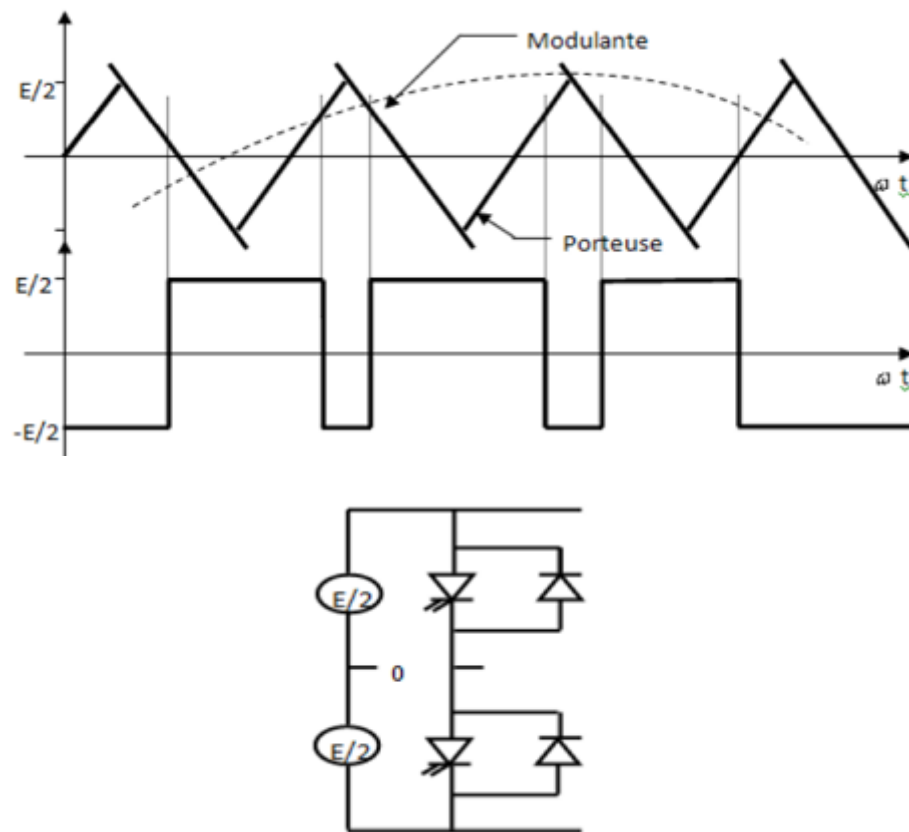
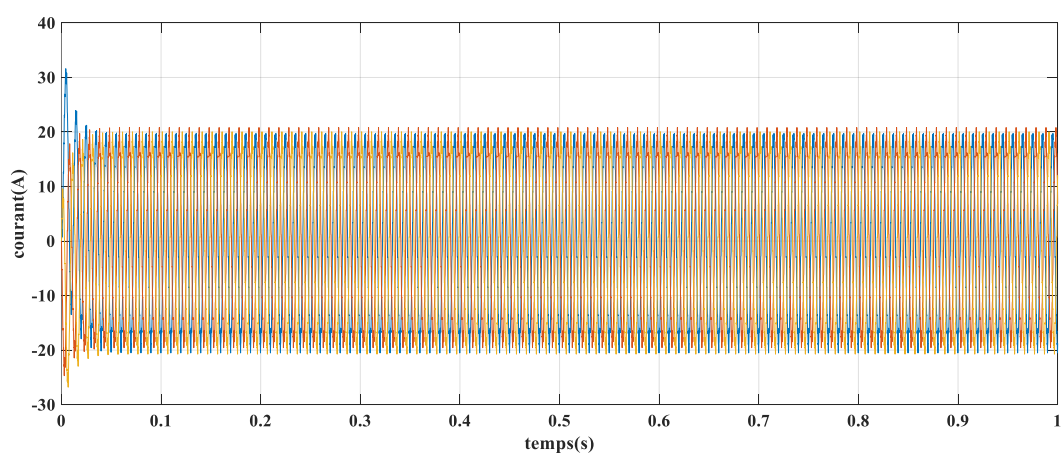


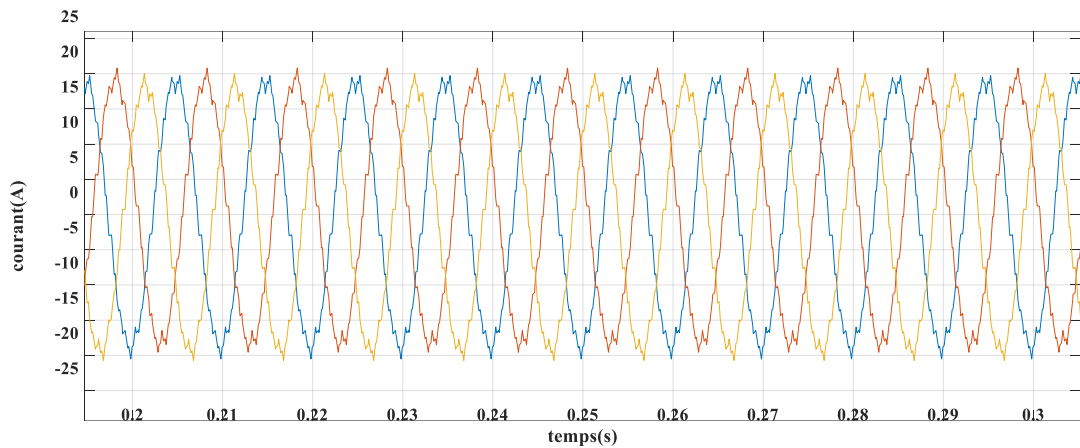
Figure (III.04) : MLI sinus triangle.

### III.5.2 SIMULATION DE LA MAS ALIMENTEE PAR ONDULEUR

Dans cette partie de simulation, nous allons introduire les résultats de simulation de la machine alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique MLI dans l'état sain.

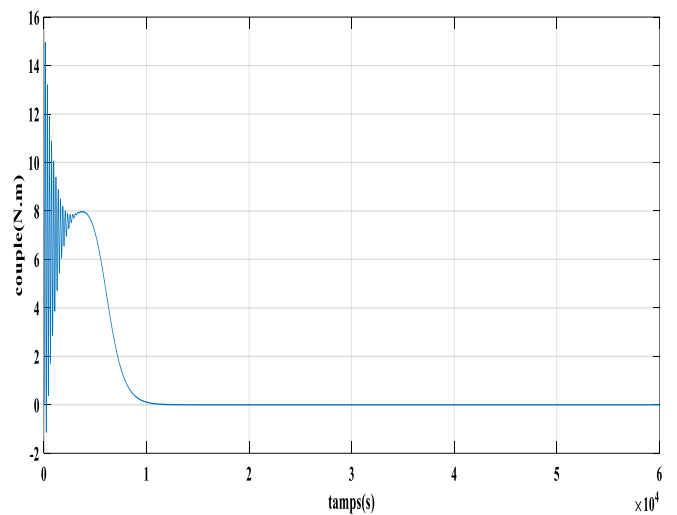
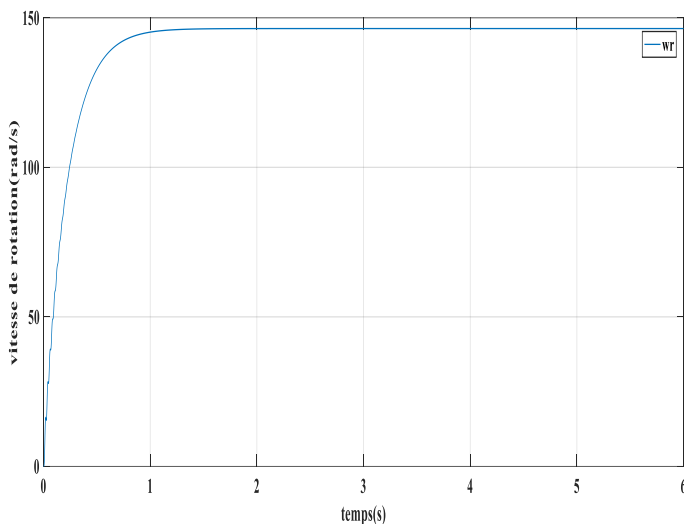


(a) Les courants statoriques dans les trois phases



(b) Zoom des courants

**Figure (III.05) :** Les courants statoriques et le zoom dans le repère triphasé.



**Figure (III.06) :** La vitesse de rotation(rad/s). **Figure (III.07) :** le couple électromagnétique[n/m].

Les figures ci-dessus montrent que :

- La vitesse de rotation a la même allure que dans le cas de l'alimentation avec une source de tension triphasée sauf que le temps de réponse dans ce cas est plus lent à cause de la diminution de la valeur efficace de la tension qui alimente la machine.
- Le couple électromagnétique contient des oscillations ou des ondulations en régime permanent, qui sont provoquées par la commutation des bras de l'onduleur commandé par MLI.
- Les courants statoriques contiennent aussi des oscillations qui sont dues essentiellement au convertisseur statique (onduleur) car la conversion continue - alternative fait apparaître des harmoniques au niveau des courants.

### III.6. Principe de la modulation Vectorielle

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle est utilisée dans les commandes modernes des machines à courant alternatif pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Elle sera étudiée sur un onduleur triphasé. Les tensions de référence sont les tensions simples désirées.

Cette technique de MLI suit les principes suivants :

- Le signal de référence est échantillonné à intervalles réguliers  $T$  (MLI régulière) ;
- Réalisation dans chaque intervalle d'échantillonnage  $[kT (k+1) T]$  ( $k=0, 1, \dots, n$ ) d'une impulsion de largeur  $T$  centrée sur l'intervalle (M.L.I. symétrique), et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de l'intervalle d'échantillonnage ;
- Tous les interrupteurs d'un même demi-pont ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période (pour une M.L.I. discontinue, l'état d'un des interrupteurs de chaque demi-pont reste constant, Ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques) ;
- Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Elle est appelée M.L.I. vectorielle.

Dans ce type de modulation, on représente par un seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire ; On approxime au mieux le vecteur tension de référence pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires  $K1$  et  $K1'$ ,  $K2$  et  $K2'$ ,  $K3$  et  $K3'$  représentés par le schéma de la figure (II.5). Il existe huit combinaisons possible ( $2^3$ ) pour les bras de l'onduleur. On peut donc obtenir des différents vecteurs de tension en fonction de la commande des bras 1, 2, 3. [32]

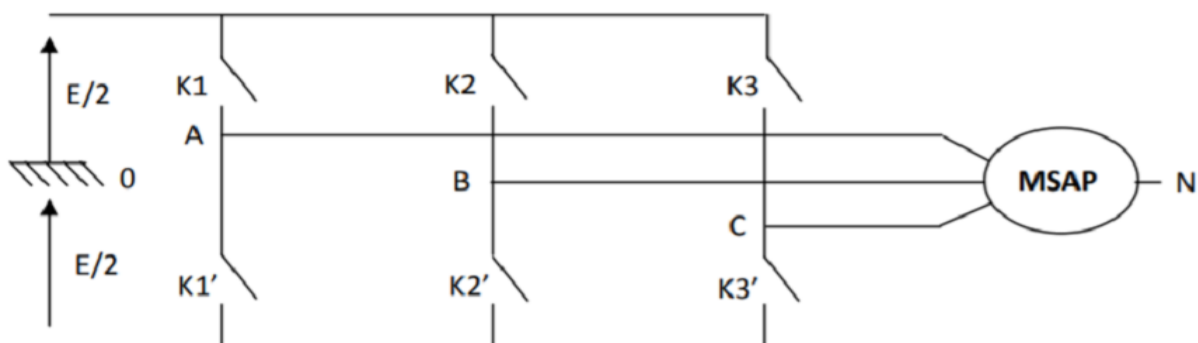


Figure (III.08) : Onduleur de tension triphasé.

### **III.7 Conclusion**

Dans ce chapitre il a été question de donner une brève définition de la commande à flux rotorique qui s'est avérée avoir deux commandes de distinctes : direct et indirect. Nous avons, par la suite, proposé un schéma global de ce type de commande suivi d'un découplage par compensation. Une synthèse de régulation était nécessaire aussi pour pouvoir simuler le comportement dynamique de la machine en des meilleures conditions.

# **CHAPITRE IV :**

## *La commande vectorielle de la MAS*



## IV.1 La commande vectorielle de la machine asynchrone

La machine asynchrone (MAS) est une machine électrique utilisée principalement dans les applications industrielles. Ses principaux avantages sont : sa construction simple, son coût de revient peu élevé, sa sûreté de fonctionnement, sa robustesse, et surtout sa maintenance simple et économique. A partir de ces considérations analogiques, elle est de plus en plus utilisée pour des commandes performantes en remplaçant du moteur à courant continu. La principale difficulté qu'on rencontre dans la commande de cette machine réside dans l'absence totale du découplage entre le flux et le couple. Ces deux grandeurs dépendent toutes du courant statorique. Pour ce faire, ce découplage entre le couple et le flux, la commande classique sert à contrôler : le couple par le glissement et le flux par le rapport tension/fréquence  $U/f$  (constant). Mais, et à cause du manque d'informations sur le rapport  $U/f$ , ce type de commande a monté ses limites en matière de qualité de ses performances. En ce temps, le principe de découplage n'a pas été encore développé, l'apparition d'une nouvelle technique dite "commande vectorielle" ou "commande par flux orienté" a rendu la commande de la machine asynchrone possible comme les machines à courant continu.

La principale difficulté qu'on rencontre dans la commande de cette machine réside dans l'absence totale du découplage entre le flux et le couple. Ces deux grandeurs dépendent toutes du courant statorique. Pour ce faire, ce découplage entre le couple et le flux, la commande classique sert à contrôler : le couple par le glissement et le flux par le rapport tension/fréquence  $U/f$  (constant). Mais, et à cause du manque d'informations sur le rapport  $U/f$ , ce type de commande a monté ses limites en matière de qualité de ses performances. En ce temps, le principe de découplage n'a pas été encore développé, l'apparition d'une nouvelle technique dite "commande vectorielle" ou "commande par flux orienté" a rendu la commande de la machine asynchrone possible comme les machines à courant continu.

Dans cette étude nous présentons la commande d'une machine asynchrone dont l'objectif est garanti les performances désirées en matière de robustesse vis à vis des variations de ses paramètres et du couple de charge.

Les résultats de la commande sont présentés en régime de démarrage et en charge, et discutés par la suite.[1]

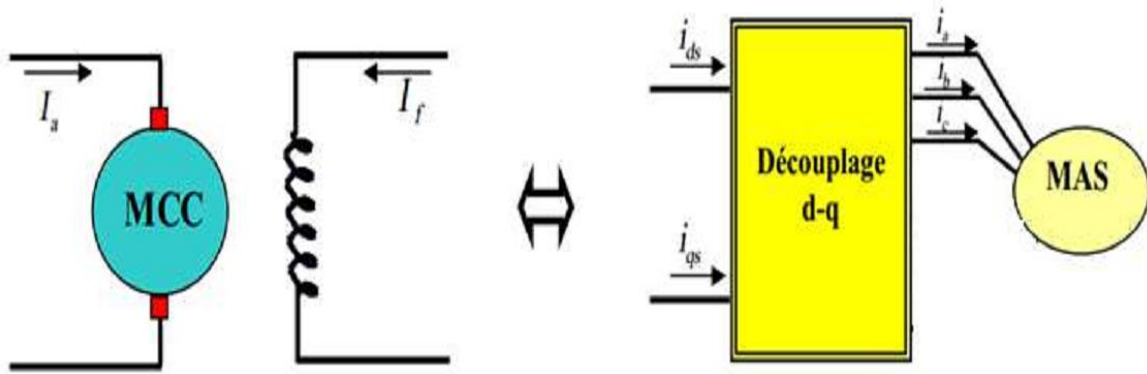


Figure (IV.01) : Analogie de la machine asynchrone avec la machine à courant continu dans le contrôle vectoriel

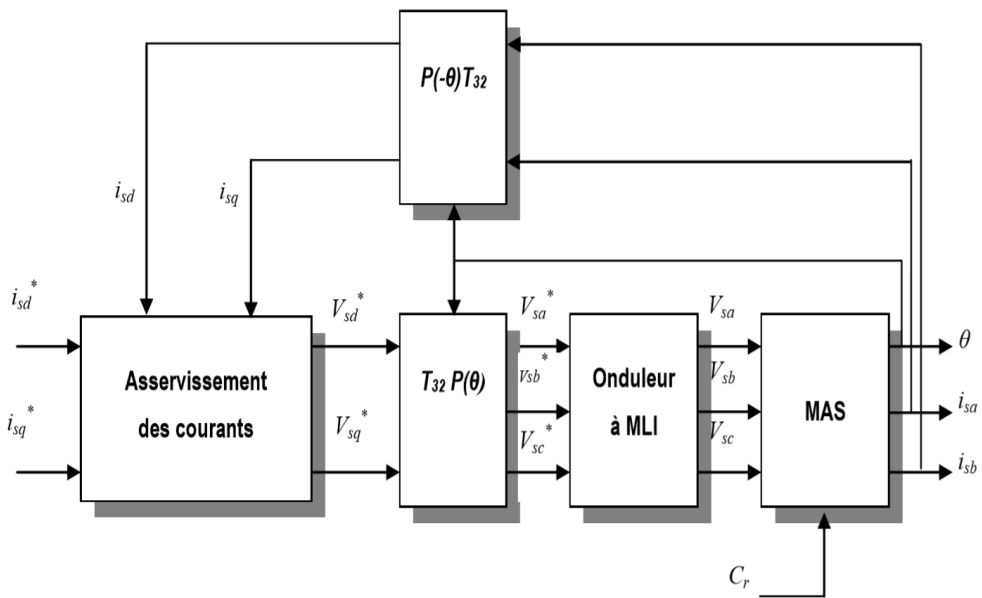


Figure (IV.02) : Structure générale de la commande vectorielle de la MAS.

### IV.1.1 Principe de la commande par orientation du flux rotorique

Le principe de la commande vectorielle c'est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu, à excitation indépendante, où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux et celle commandant le courant. Reprenons l'expression du couple électromagnétique en fonction du courant statorique et le flux rotorique :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \tag{IV .01}$$

Notre objectif c'est d'orienter le flux, donc on souhaite qu'il n'ait qu'une composante suivant l'axe "d" par exemple, il faut alors annuler la composante du flux  $\varphi_{rq}$  suivant l'axe "q". C'est bien le rôle de la commande par flux orienté, le couple électromagnétique se réduit à :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq}) \tag{IV.02}$$

D'après l'expression (IV.02), la stratégie consiste à contrôler de façon indépendante le flux et le courant statorique pour imposer le couple. On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une machine à courant continu

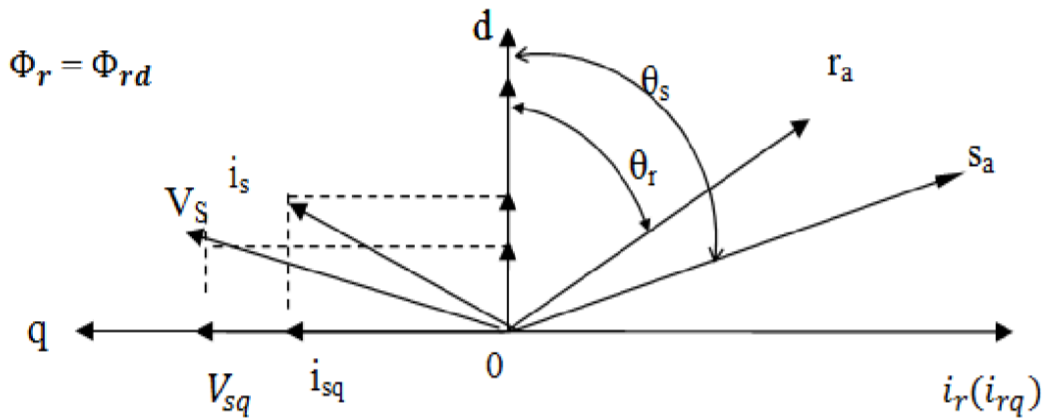


Figure (IV.03) : Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer).

Dans cette condition nous avons :  $\varphi_{rd}=\varphi$  et  $\varphi_{rq}=0$ . Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, ne le sont pas, il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques. Par conséquent le modèle du moteur à induction, établi dans domaine du flux rotorique orienté, est alors donné comme il suit

$$V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd} - W_s \varphi_{sq} \tag{IV.03}$$

$$V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq} + W_s \varphi_{sd} \tag{IV.04}$$

$$0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \varphi_{rd} \tag{IV.05}$$

$$0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \varphi_{rq} \tag{IV.06}$$

En tenant compte de la condition :  $\varphi_{rd}=\varphi$  et  $\varphi_{rq}=0$ , la position du flux sera instantanément donnée par  $\theta_s$  qui est la position instantanée (Figure. IV.03) du référentiel (d,q) par rapport au référentiel  $(\alpha,\beta)$ . [2]

Elle est déterminée par :

$$\theta = \int_0^t \omega_s dt \quad (\text{IV.07})$$

Avec

$$\omega_s = p\omega + \hat{\omega}_s \quad (\text{IV.08})$$

De ce fait, le flux rd  $\varphi_{rd}$  peut être estimé ( $\tilde{\varphi}$ ) à partir du courant statorique mesuré  $i_{sd}$ . La grandeur  $\tilde{\omega}_s$  représente la valeur de la vitesse relative estimée. Elle peut être déterminée à partir de l'équation (IV.02) d'où il découle :

$$\tilde{\varphi}_{rd} = \frac{M}{1+T_r S} i_{sd} \quad (\text{IV.09})$$

$$\tilde{\omega}_r = \frac{M}{T_r \varphi_{rd}} i_{sq} \quad (\text{IV.10})$$

En bref, l'importance de la position du flux rotorique peut être évaluée à partir de l'équation (IV.04), qui constitue les observateurs simples ; elles fonctionnent naturellement dans la boucle ouverte (estimateurs). D'une part, l'inconvénient d'estimer indirectement le flux rotorique c'est la variation par rapport à la température de la résistance, aussi bien que l'influence magnétique de la saturation en mode transitoire. Il apparaît dès le début, cette n'importe quelle erreur relative sur la valeur de la constante de temps rotorique  $T_r$  qui est réfléchiée directement sur les valeurs estimées.

#### IV.1.2 commande vectorielle direct :

La commande vectorielle directe nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase.[2]. Le vecteur flux est mesuré directement par des capteurs (rarement), dont la réalisation pratique est délicate (précision médiocre, filtrage du signal mesuré, coût élevé, ...). Ces capteurs sont donc proscrits et on a recours à des techniques d'estimations ou d'observations du flux à partir des grandeurs mesurables (modèle de la machine).

Le schéma de principe de la Figure (IV.04) comprend un onduleur de tension régulé en courant :

-soit par une régulation linéaire sur les trois courants de phase  $i_a, i_b, i_c$  et , ou plutôt sur les deux composantes diphasées  $i_\alpha, i_\beta$ ;

- soit par une régulation non linéaire, du type par fourchette avec hystérésis et portant aussi soit sur les courants triphasés, soit sur les courants diphasés. Il convient de rappeler que les trois courants de phase  $i_a, i_b, i_c$  ne sont pas indépendants dans la mesure où leur composante homopolaire

est nulle. Si la transformation du système d'axe fixes, liés au stator,  $\alpha\beta$ , au système d'axes  $-dq$  liés au flux rotorique, est parfait, le découplage entre le flux et le couple est également parfait et le flux ne subit aucune perturbation lors des variations du couple de charge de la machine. On peut ainsi définir deux chaînes de régulation dans les axes  $dq$  :

- l'une concernant le flux et le courant dans l'axe.  $d$  ;
- l'autre concernant le couple et le courant dans l'axe,  $q$ .

Le schéma de la (figure IV.04) donne le principe de cette commande. Dans ce schéma de commande par orientation du flux rotorique, ce dernier peut être régulé. Il faut alors estimer ou, plus rarement, mesurer sa valeur. La précision et la robustesse (vis à vis des variations de paramètres) de l'estimateur de flux influent sensiblement sur les performances de cette méthode.

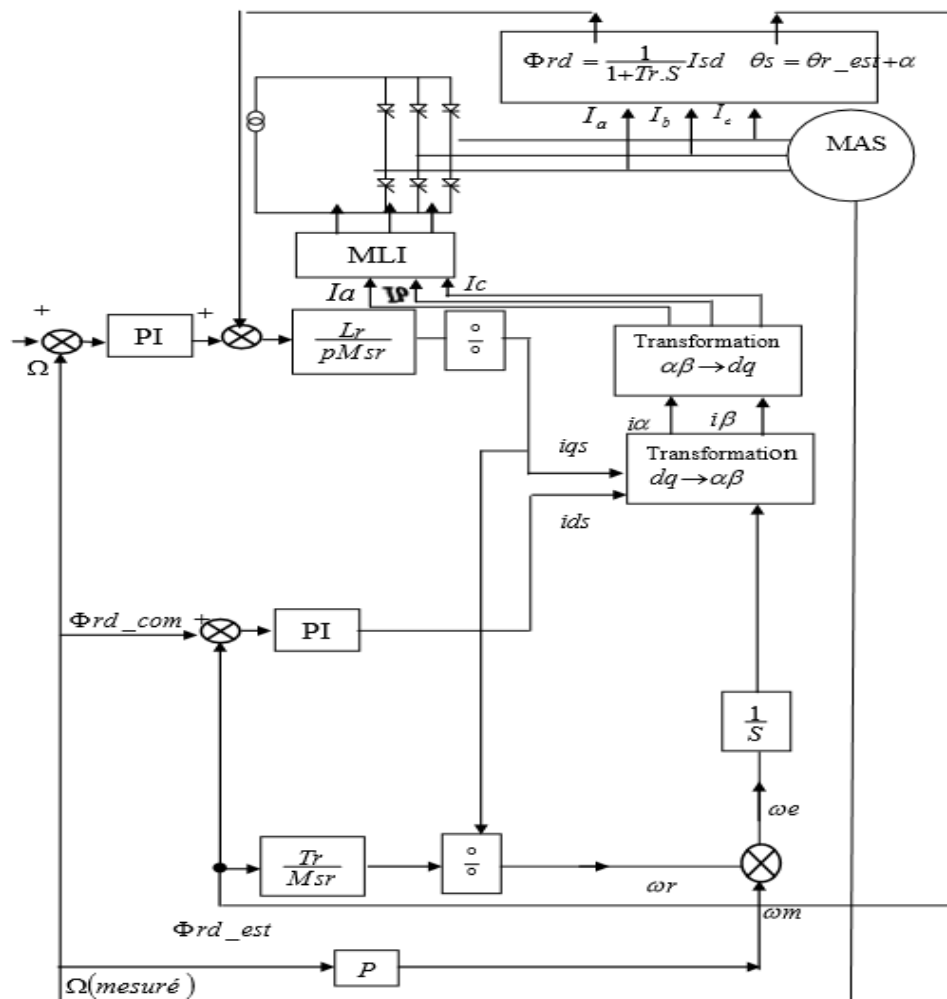


Figure (IV.04) : Commande vectorielle directe d'une machine alimentée en courant avec régulation du flux.

### IV.1.3 Découplage par compensation

Les expressions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  permettent respectivement le réglage de flux et du couple, mais il existe entre deux processus un couplage non linéaire du a la présence de terme dans l'expression suivant.[3]

Les termes d'équation (IV.12) correspondent aux termes de couplage entre l'axe d et q.

$$\omega_S \cdot \sigma \cdot L_S \cdot i_{sd}, \omega_S \cdot \sigma \cdot L_S \cdot i_{sq} \quad \text{et} \quad \frac{M_{SR}}{L_R^2} \cdot \omega_S \cdot \varphi_R \quad (\text{IV.11})$$

Ces grandeurs ont pour expressions :

$$e_{sd} = -\omega_S \cdot \sigma \cdot L_S \cdot i_{sq} - \frac{M_{SR}}{L_R^2} \cdot R_R \cdot \varphi_R \quad (\text{IV.12.a})$$

$$e_{sq} = \omega_S \cdot \sigma \cdot L_S \cdot i_{sd} + \frac{M_{SR}}{L_R} \cdot \omega \cdot \varphi_R \quad (\text{IV.12.b})$$

La méthode de compensation statique consiste à introduire des termes, dits fem(s) de compensation  $\tilde{e}_{sq}$  et  $\tilde{e}_{sd}$  identiques à ceux responsables du couplage, mais de signes opposés de manière à supprimer leur influence et donc à séparer les actions mutuelles sur les deux axes d et q[4].

Leurs expressions sont données par les relations :

$$\tilde{e}_{sd} = \omega_S \cdot \sigma \cdot L_S \cdot i_{sq} + \frac{M_{SR}}{L_R^2} \cdot R_R \cdot \varphi_R \quad (\text{IV.13.a})$$

$$\tilde{e}_{sq} = -\omega_S \cdot \sigma \cdot L_S \cdot i_{sd} - \frac{M_{SR}}{L_R} \cdot \omega \cdot \varphi_R \quad (\text{IV.13.a})$$

On peut alors définir deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que:

$$V_{sd1} = \left( R_S + R_R \cdot \frac{M_{SR}}{L_R^2} \right) \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_S \cdot \frac{di_{sd}}{dt} \quad (\text{IV.14.a})$$

$$V_{sq1} = \left( R_S + R_R \cdot \frac{M_{SR}}{L_R^2} \right) \cdot i_{sq} + \sigma \cdot L_S \cdot \frac{di_{sq}}{dt} \quad (\text{IV.14.b})$$

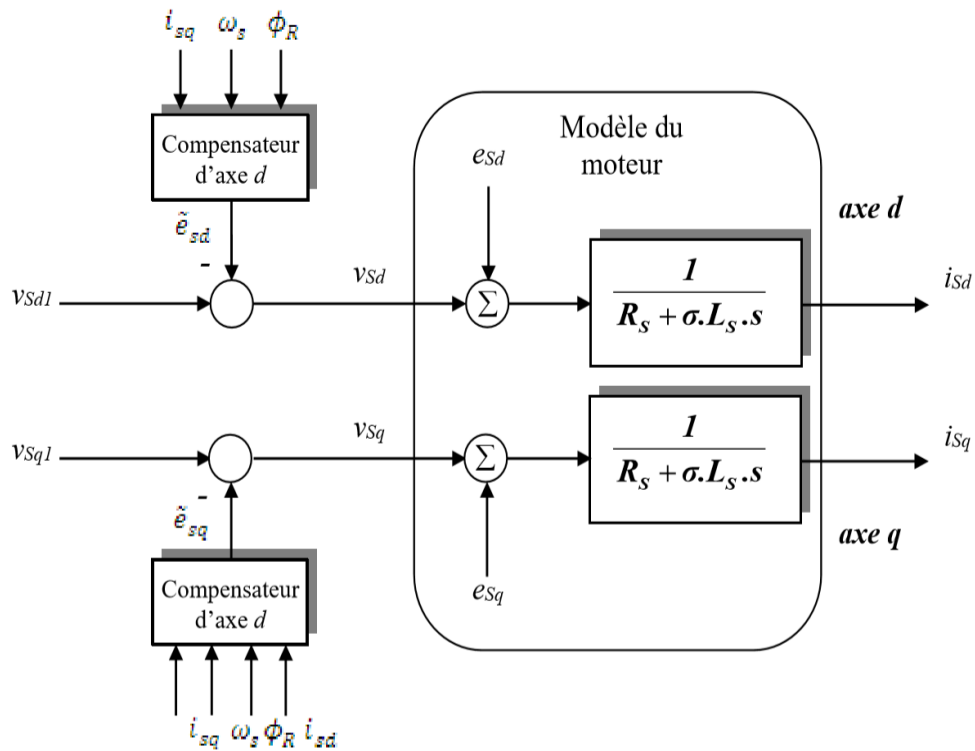
Les tensions directe et quadratique  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des deux variables  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  et des termes de compensation  $\tilde{e}_{sq}$  et  $\tilde{e}_{sd}$ , comme exprimés par les relations

$$V_{sd} = V_{sd1} - \tilde{e}_{sd} \quad (\text{IV.15.a})$$

$$V_{sq} = V_{sq1} - \tilde{e}_{sq} \quad (\text{IV.15.b})$$

Si la compensation est correcte (c-a-dire  $\tilde{e}_{sd} = e_{sd}$  et  $\tilde{e}_{sq} = e_{sq}$ ), l'action sur l'une des entrées n'engendra aucune variation sur l'autre sortie.

La figure (IV.05) montre le principe du découplage par compensation statique.



**Figure (IV.05) :** Principe du découplage par compensation statique

Dans de telles conditions, le système est linéaire et le découplage est de type linéarisant, les actions sur les deux axes étant découplées, la partie électrique est décrite par le système d'équations (IV.14) qui fait apparaître deux processus mono variables identiques.

On peut remarquer que ce type de découplage exploite les valeurs des courants acquis à la période d'échantillonnage considérée, mais par la même occasion, reporte leur bruit sur les références de tension.[5]

#### IV.1.4 Synthèse des boucles de régulation

Il faut noter que les besoins pour la commande d'un système doivent inclure plusieurs facteurs tels que la réponse au signal de commande, la sensibilité au bruit de mesure au rejet de perturbations. Dans tel contexte, des simples régulateurs, comme des régulateurs P, PI et PID, peuvent convenablement satisfaire ses contraintes

Théoriquement :

- Une action proportionnelle (P) suffit à garantir les critères de performance exigés par la boucle de vitesse ;

- Une action intégrale (I) est donc nécessaire pour annuler cette erreur statique entre la consigne et la sortie en régime permanent. Nous allons régler la vitesse de la machine en proposant un régulateur de type PI, ce choix justifier par [6] :
- Simplicité de la réalisation et de son réglage (auto réglable),
- La connaissance maitrise de ce type de régulateur et de son application dans l'industrie ;
- Sa robustesse de commande ;
- Son prix de revient moins cher.

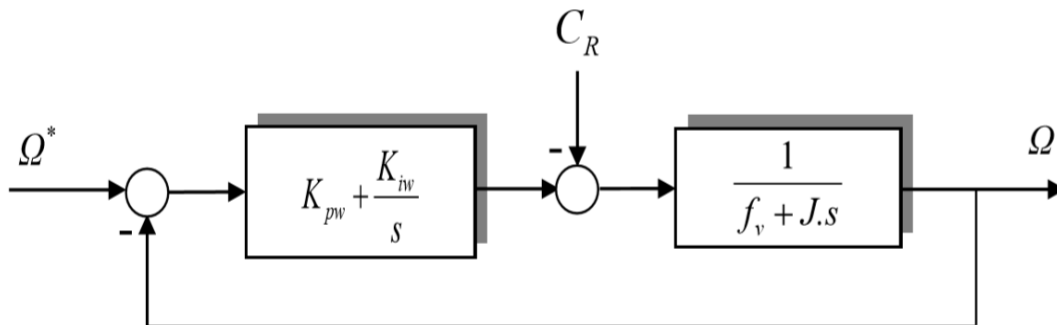
Donc l'action proportionnelle et intégrale sont mise en parallèle son fonction de Transfer :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \tag{IV.16}$$

#### IV.1.4.1 Boucle de régulation de vitesse

La boucle externe de régulation de vitesse sera définie par les paramètres ( $K_{pw}$ ,  $K_{iw}$ ). On établit, à partir de l'équation de la mécanique régissant la dynamique des corps en rotation, la relation liant la vitesse au couple électromagnétique :

$$\frac{\Omega}{C_{em} - C_R} = \frac{1}{f_v \cdot J \cdot s} \tag{IV.17}$$



**Figure (IV.06) :** Boucle externe de régulation de la vitesse de rotation équipée d'un régulateur PI.

$$\Omega = \frac{1}{f_v \cdot J \cdot s} \cdot \left( K_{Pw} + \frac{K_{iw}}{s} \right) \cdot (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{f_v \cdot J \cdot s} \cdot C_R \tag{IV.18.a}$$

Après arrangement on obtient une nouvelle forme pour l'écriture de la vitesse :

$$\Omega = \frac{\frac{K_{Pw} \cdot s + K_{iw}}{J}}{s^2 + \left( \frac{K_{Pw} + f_v}{J} \right) \cdot s + \frac{K_{iw}}{J}} \cdot \Omega^* - \frac{\frac{s}{J}}{s^2 + \left( \frac{K_{Pw} + f_v}{J} \right) \cdot s + \frac{K_{iw}}{J}} \cdot C_R \tag{IV.18.b}$$



Ce qui fait apparaître un polynôme caractéristique définissant également une dynamique du deuxième ordre :

$$P(s) = s^2 + \left(\frac{K_{Pw} + f_v}{J}\right) \cdot s + \frac{K_{iw}}{J} \quad (IV.19)$$

De la même manière que précédemment, imposons deux pôles complexes et conjugués à parties réelles négatives et identifions terme à terme les polynômes caractéristiques et désirés. On peut alors exprimer les paramètres du régulateur de vitesse par les relations suivantes :

$$K_{Pw} = 2 \cdot \rho_w \cdot J - f_v \quad (IV.20.a)$$

$$K_{iw} = 2 \cdot \rho_w^2 \cdot J \quad (IV.20.b)$$

#### IV.1.4.2 Boucle de régulation du flux

Pour assurer un bon fonctionnement de la machine le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale lors des changements de vitesse ou application des charges additives. Le schéma bloc de la régulation sera donc

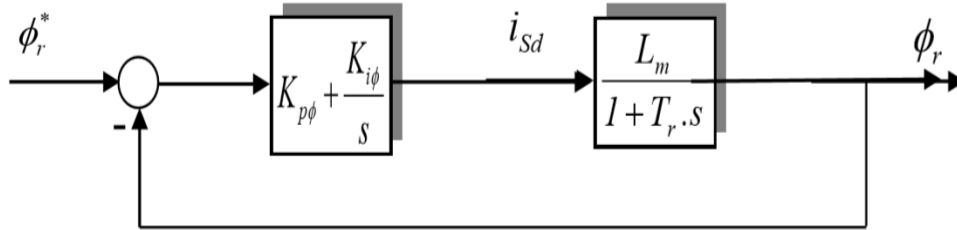


Figure (IV.07) : Boucle de régulation de la composante de flux  $\phi_r$ .

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{\frac{K_{i\phi} + L_m \cdot K_{p\phi} \cdot s}{T_r}}{s^2 + \left(\frac{1 + L_m \cdot K_{p\phi}}{T_r}\right) \cdot s + \frac{K_{i\phi} + L_m}{T_r}} \quad (IV.21)$$

En identifiant cette dernière avec le polynôme caractéristique :

$$P(s) = s^2 + 2 \cdot \rho_s + 2\rho^2 = 0 \quad (IV.22)$$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants :

$$K_{p\phi} = \frac{1}{L_m} \left( \frac{2L_r \rho}{R_r} - 1 \right) \quad (IV.23)$$

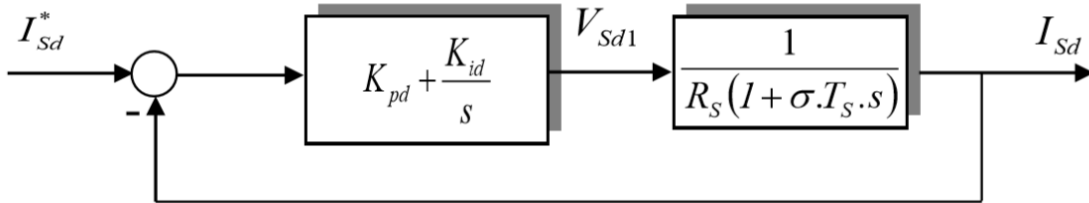
$$K_{i\varphi} = \frac{2L_r\rho^2}{R_r \cdot L_m} \quad (IV.24)$$

#### IV.1.4.3 Boucles de régulation des courants

Pour les courants, direct et de quadrature, nous mettons en évidence deux boucles de régulation symétriques munit de régulateurs définis par les paramètres ( $K_{pd}$ ,  $K_{id}$ ) et ( $K_{pq}$ ,  $K_{iq}$ ). Considérons l'axe direct, la relation (IV.25) nous permet d'écrire :

$$V_{sd1} = \left( R_s + R_r \cdot \frac{M_{SR}}{L_r^2} \right) \cdot i_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \frac{di_{sd}}{dt} \quad (IV.25)$$

$$\frac{I_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{R_s \cdot (1 + \sigma \cdot T_s \cdot s)} \quad (IV.26)$$



**Figure (IV.08) :** Boucle de régulation de la composante directe du courant statorique  $I_{sd}$ .

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$G_{dF}(s) = \frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{K_{pd} + \frac{K_{id}}{s}}{R_s + \sigma \cdot L_s \cdot s} \quad (IV.27.a)$$

En boucle fermée, on obtient une fonction de transfert de la forme :

$$G_{dF}(s) = \frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{\frac{k_{pd} \cdot s + K_{id}}{\sigma \cdot L_s}}{s^2 + \left( \frac{R_s + K_{pd}}{\sigma \cdot L_s} \right) \cdot s + \frac{K_{id}}{\sigma \cdot L_s}} \quad (IV.27.b)$$

Son polynôme caractéristique met en évidence une dynamique du deuxième ordre :

$$P(s) = s^2 + \left( \frac{R_s + K_{pd}}{\sigma \cdot L_s} \right) \cdot s + \frac{K_{id}}{\sigma \cdot L_s} \quad (IV.28)$$

Imposons deux pôles complexes et conjugués à parties réelles négatives tels que :

$$s_{1,2} = \rho_d (-1 \pm s) \quad (IV.29)$$

Le polynôme définissant la dynamique désirée prend alors la forme suivante :

$$P_d(s) = s^2 + 2 \cdot \rho_d \cdot s + 2 \cdot \rho_d^2 \quad (IV.30)$$

On obtient les expressions donnant les paramètres du régulateur en identifiant terme à terme les deux équations (IV.31.a) et (IV.31.b) :

$$K_{Pd} = 2 \cdot \sigma L_S \cdot P_d - R_S \tag{IV.31.a}$$

$$K_{Pd} = 2 \cdot \sigma L_S \cdot P_d^2 \tag{IV.31.b}$$

En choisissant des dynamiques identiques pour les deux boucles de courant :

$$K_{Pd} = K_{Pq} \quad \text{et} \quad K_{id} = K_{iq} \tag{IV.31.c}$$

## IV.2 La simulation de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

Afin de montrer les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe en tension.

### IV.2.1 Simulation à vide

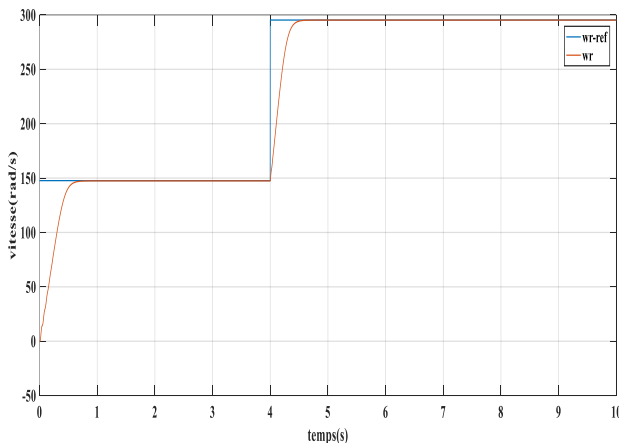


Figure (IV.09) : la vitesse de rotation et la vitesse référence  $w_s, w_{ref}$  [rad/s]

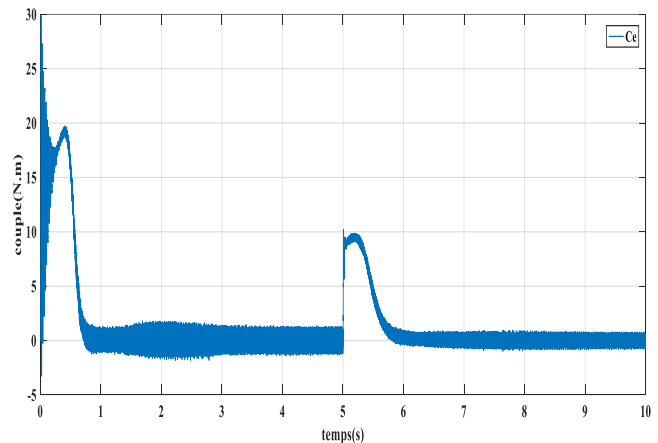


Figure (IV.10) : Le couple électromagnétique [N.m]

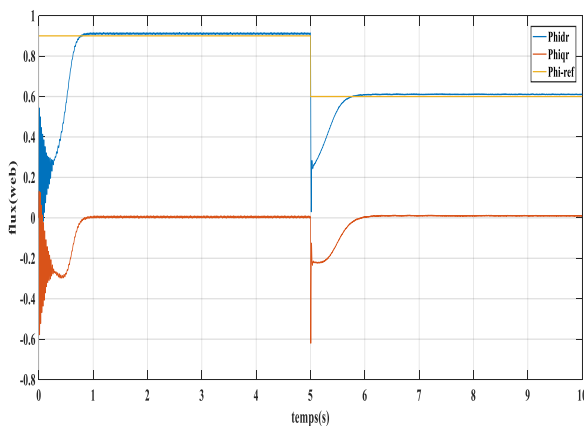


Figure (IV.11) : les flux rotoriques direct et quadratique et le flux référence (Phidr,Phiqr et Phi-ref)[web].

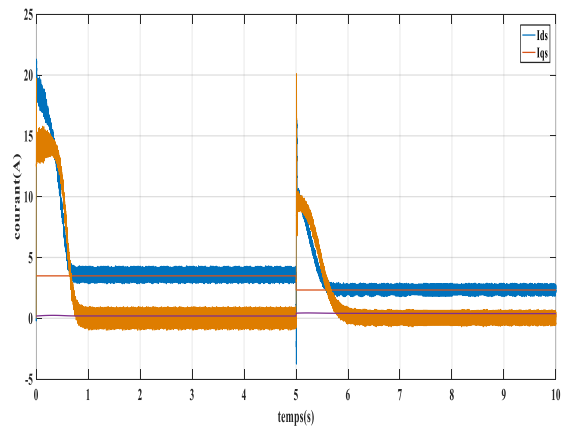


Figure (IV.12) les courants direct et quadratique statorique  $I_{ds}, I_{qs}$  [A].

IV.2.2 Simulation en charge :

Dans cette partie, on a appliqué un couple de charge (résistant) égale 5 N.m à l'instant  $t=5s$ .

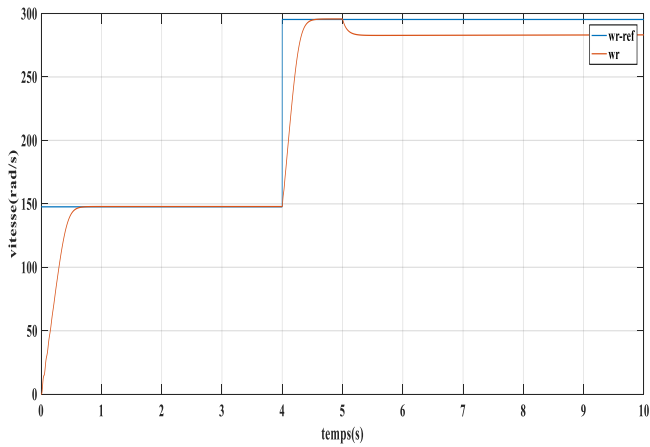


Figure (IV.13) : la vitesse de rotation et la vitesse référence  $w_s, w_{ref}$  [rad/s].

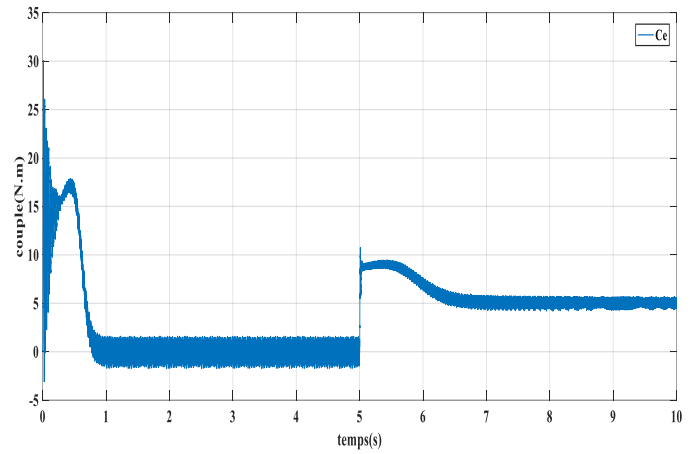


Figure (IV.14) : le couple électromagnétique  $C_e$  [N. m].

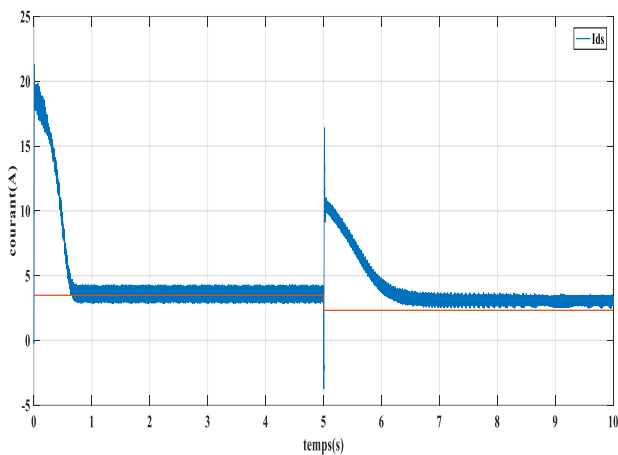


figure (a)

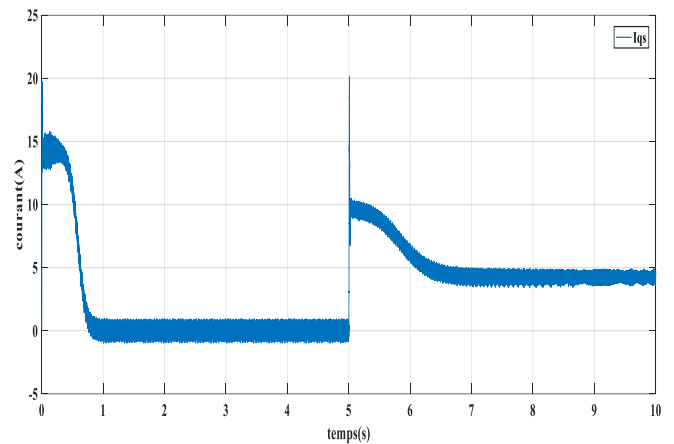


figure (b)

Figure (IV.15) : les courants statoriques direct et quadratique  $I_{ds}, I_{qs}$  [A].

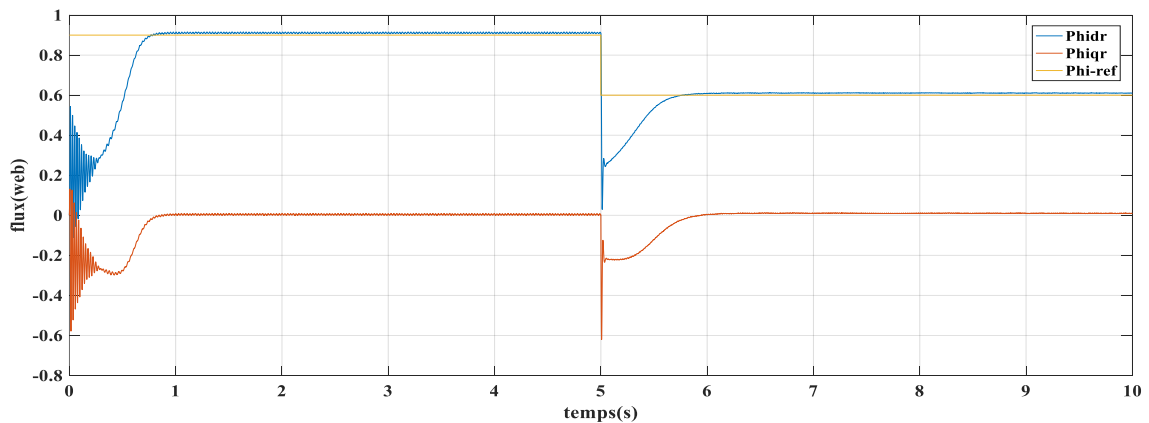


Figure (IV.16) : les flux rotorique direct et quadratique et le flux référence ( $Phidr, Phiqr$  et  $Phi-ref$ ) [web]

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

Les courbes des flux rotorique montre également un découplage entre le couple électromagnétique  $C_e$  et le flux rotorique, le couple électromagnétique a la même allure que le courant  $I_{qs}$  à un coefficient près ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé ( $\varphi_{qr} = 0$ ).

Nous constatons également que le couple électromagnétique suit la consigne, le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge.

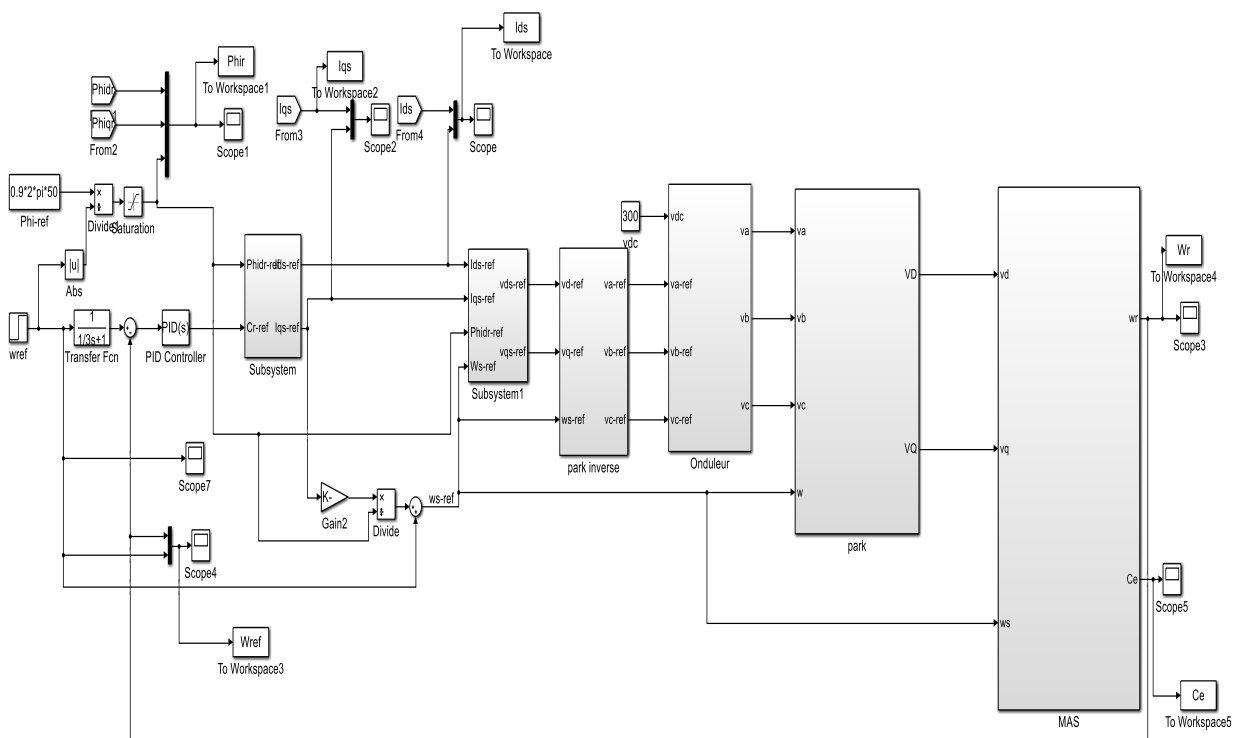


Figure (IV.17) : commande vectorielle par orientation du flux rotorique (DRFO)

### IV.3 Conclusion :

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

## **Conclusion générale :**

Les systèmes industriels ont un comportement souvent perturbé ce qui est remarqué dans leurs performances. Par conséquent, il est important de recourir aux méthodes de commande actuelles pour pallier ces inconvénients.

Dans ce travail, deux méthodes de commande prenant en charge une partie de ces problèmes, le découplage de la machine et assurer de bonnes performances de suivi de trajectoire et de réduire, au maximum les fluctuations de l'un des principaux paramètres de la MAS à savoir, le couple.

Aussi on a étudié et simulé le modèle de la machine alimentée par un onduleur de tension pour valider le modèle, ensuite on a appliqué une commande en boucle fermée en termes de la commande vectorielle, pour assurer le découplage du couple et du flux afin d'améliorer les performances.

Les résultats de simulation effectués montrent qu'effectivement, la commande directe, permet d'améliorer la qualité du couple et du flux et en générale d'obtenir des résultats satisfaisants, par rapport à la grandeur de consigne, plus rapides et plus précis.

# *Bibliographie*

- [1] Akkouchi Kamel. Commande directe du couple d'une machine asynchrone. Thèse de magister en électrotechnique de l'université Badji Mokhtar-Annaba 2007.
- [2] Les quadrants I à IV du plan couple-vitesse (dit des « quatre quadrants »), figurant dans l'article « Quadrant (mathématiques) », avec la vitesse en ordonnée et le couple en abscisse. Toutes les machines électriques (à courant continu, synchrone ou asynchrone) — qui sont par nature réversibles — passent sans discontinuité du fonctionnement « moteur » au fonctionnement « générateur » par simple inversion du signe du couple (charge entraînée ou entraînante, par exemple pendant les phases d'accélération ou de freinage) ou du signe de la vitesse (inversion du sens de rotation).
- [3] BTS Électrotechnique (deuxième année) – Machine à courant continu – Quadrants de fonctionnement [archive], site physique.vije.net, consulté le 8 août 2012
- [4] Robert Chauprade, Francis Milsant, Commande électronique des moteurs à courant alternatif – À l'usage de l'enseignement supérieur, écoles d'ingénieurs, facultés, CNAM, Paris, éd. Eyrolles, coll. « Ingénieurs EEA », 1980, 200 p., p. 86-92.
- [5] Les quadrants I ou III du plan couple-vitesse défini dans la note ci-dessus.
- [6] Dans les quadrants II ou IV du plan couple-vitesse défini dans la note ci-dessus.
- [7] Guy Séguier et François Notelet, Électrotechnique industrielle.
- [8] Robert Chauprade, Francis Milsant, Commande électronique des moteurs à courant alternatif – À l'usage de l'enseignement supérieur, écoles d'ingénieurs, facultés, CNAM, op. cit., p. 79-86.
- [9] Étude d'une éolienne basée sur une machine asynchrone [archive], Cndp.fr - Bases documentaires.
- [10] E. Schaeffer, "Diagnostic des machines asynchrones : modèles et outils paramétriques dédiés à la simulation et à la détection des défauts", Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Nantes, 1999.
- [11] Z. Djaghout. Notes de cours de commande de l'université Badji Mokhtar-Annaba.
- [12] Bernard De Fornel, Maria Pietrzak David et Xavier Roboam, De la modélisation à la commande vectorielle du moteur asynchrone, Chapitre du livre Modélisation contrôle

- vectorel et DTC, Commande des moteurs asynchrones 1. Carlos Canudas de Wit, Sermes Sciences Publications, 2000, pp.135-181.
- [13] Philippe Foussier, Contribution à l'intégration des systèmes de commande des machines électriques à courant alternatif. Thèse de doctorat, INSA-Lyon.1998 Bibliographie /115.
- [14] Philippe Bastiani, Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur-machine électrique : Application à la traction électrique. Thèse de Doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2001.
- [15] M. F. Rahman, L. Zhong, K.W. Lim, A Direct Torque-Controlled Interior Permanent magnet Synchronous Motor Drive Incorporating Field Weakening. IEEE transactions on Industry Applications, 1998, Vol.34, No.6, pp.1246-1253.
- [16] Guy Séguier et Francis Milsant, Électrotechnique industrielle, 3ème édition Lavoisier technique et Documentation année 2006.
- [17] Alia Salim et Guedda Smail. Commande vectorielle d'une machine à induction. Thèse de master en commande électrique de l'université Echahid Hamma Lakhdar d'el-Oued 2018.
- [18] Soufien Gdaim. Commande directe du couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligente. Thèse de doctorat en Electronique et Informatique temps réel de l'école nationale d'ingénieurs de Monastir-Tunis 2013.
- [19] <http://madiana.solutec.pagesperso-orange.fr/autopilot/Introduction.html>.
- [20] A Miloud et Mahi Ibrahim. Commande floue direct du couple d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique en utilisant la technique MRAS. Thèse de master en électrotechnique de l'université Dr Tahar Moulay de Saida 2017.
- [21] Abdelkrim Hamza et El Gharbi Kamel. Commande directe du couple DTC-SVM d'une machine asynchrone. Thèse de master en commande des systèmes électriques de l'université Mohamed Boudiaf-M'sila 2016.
- [22] Mr Allaoua Hakim et Mr Allaoua Bilal. Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue. Thèse de master en commande des systèmes électriques de l'université Abderrahmane Mira-Bejaia 2013.



- [23] [https://elearn.univ-ouargla.dz/2013.2014/courses/ELECTRONIQUEDEPUISSA/document/cour8techniquesdecommandeel\\_onduleur.pdf?cidReq=ELECTRONIQUEDEPUISSA](https://elearn.univ-ouargla.dz/2013.2014/courses/ELECTRONIQUEDEPUISSA/document/cour8techniquesdecommandeel_onduleur.pdf?cidReq=ELECTRONIQUEDEPUISSA).
- [24] Mr Mebrek Yahia. Contribution à l'étude et à la modélisation des éléments d'un système photovoltaïque. Thèse de magister en physique de l'université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen 2011.
- [25] Mr Mebrek Yahia. Contribution à l'étude et à la modélisation des éléments d'un système photovoltaïque. Thèse de magister en physique de l'université Abou-Bekr Belkaid-Tlemcen 2011.
- [26] D. Reyed D. et Diallo D., "La Commande Vectorielle du Moteur Asynchrone," Journées SEE., Lille, France, 1992.
- [27] G. GRELLET, G. CLERC, « Actionneurs Electriques, Principe –Modèles – Commande », collection Electrotechnique, éditions Eyrolles, 1997 Paris.
- [28] J.P. CARON, J.P. HAUTIER, « Electrotechnique Modélisation et commande de la machine asynchrone », Editions Technip, Paris 1995.
- [29] A. MECHERNENE, « Commande neuro-floue adaptative pour la régulation d'un moteur asynchrone », mémoire en vue de l'obtention du diplôme de Magister, Université des sciences et de la technologie Mohamed Boudiaf Oran, Faculté de génie électrique, Département d'électrotechnique, soutenue le 08-10-2008.
- [30] L.BAGHLI, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », thèse en vue de l'obtention du titre de docteur de l'université Henry Poincaré, Nancy-I en génie électrique, Département de formation doctorale : Electrotechnique, Electronique, soutenue le 14-01-1999.
- [31] T. BENRAHBIA, « observation et commande vectorielle sans capteur mécanique applique au moteur asynchrone », mémoire en vue de l'obtention du titre de magistère de l'université d'Oran, soutenue le 04 /08/2008.

## ANNEXE

- **Paramètres du moteur asynchrone utilisé**

*Moteur asynchrone triphasé à cage d'écureuil*

*Tableau .1 Paramètres du moteur asynchrone utilisé*

Tension nominale	$V_N$	220/380	Volts
Puissance nominale	$P_N$	1.5	kw
Nombre de paire de pôle	$P$	2	/
Vitesse nominale	$n_N$	1420	Te/mn
Couple nominal	$C_N$	5 / 10	N.m
Résistance statorique	$R_S$	4.85	$\Omega$
Résistance rotorique	$R_R$	3.805	$\Omega$
L'inductance statorique	$L_S$	0.274	Henry
L'inductance rotorique	$L_R$	0.274	Henry
Moment d'inertie	$J$	0.031	kg.m2

- **Réglage de l'onduleur de tension**

Tension continue :           UCC = 300 Volts   Indice de modulation :           m = 48

Fréquence porteusee :       fpor= 5000 Hz

- **Conditions de simulations**

Les différentes simulations réalisées lors de ce travail ont été faites à l'aide du logiciel MATLAB R2016a (version 9.0.0.341360) et son outil de simulation SIMULINK.

Les conditions adoptées lors des simulations sont les suivantes :

*Tableau .2 Conditions de simulation*

Solver options	
Type : Fixed – step	
Fixed type size: 0.00001	Mode : Auto

## Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire, traite la commande vectorielle de la machine asynchrone. La commande vectorielle basée sur les régulateurs classiques PID reste largement utilisée en industrie. La commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique est utilisée dans notre cas. Le structure PI, pour la commande de la vitesse sont développées, testées et comparées en simulation par Matlab/Simulink.

### الملخص

العمل المقدم في هذه المذكرة، يتضمن التحكم الشعاعي للمحرك الالتزامني. إن طريقة التحكم الشعاعي. تستخدم على نطاق واسع في التطبيقات الصناعية. الطريقة المستخدمة هي التحكم بشعاع الفيض الموجه بالطريقة المباشرة باستعمال المنظم PI, التي درست و قورنت بالمحاكاة وأعطى استخدام من منظم التحكم الغامض بالتكيف لتحسين الاداء الديناميكي تحسنا واضحا في اختبارات المحاكاة ب Matlab/Simulink.

### Abstract

This work is concerned with the use induction motor. The vector control based on conventional PID regulators is largely used in industrial applications. The direct field-oriented vector with rotor flux orientation is used in our case. Structure PI, for the speed control are developed, tested, and compared in simulation with MATLAB/Simulink.