



Faculté : Sciences de L'Ingéniorat

Département : Électromécanique

Année : 2018

MÉMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de : MASTER

***ESTIMATION DE LA VITESSE ET DES
RESISTANCES STATORIQUE ET ROTORIQUE
POUR LA COMMANDE PAR ORIENTATION DU
FLUX D'UNE MACHINE ASYNCHRONNE***

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electromécanique

Spécialité : Electromécanique

Par : DIEDHIOU Tidjini

DEVANT LE JURY

Président : M^r BELHAMRA A U.B.M. Annaba

Directeur de mémoire : M^{me} MENASRIA Y U.B.M. Annaba

Examineur : M^r BOURAS S U.B.M. Annaba

Examineur : M^r FARAH L U.B.M. Annaba

Remerciements

Je remercie Dieu le tout puissant de m'avoir accordé le souffle de vie et donné le courage, la patience et la force de poursuivre mes études.

Mes vifs et sincères remerciements à Mon encadreuse

Dr. MENASRIA Y

Vous m'avez bien guidé dans ce travail de recherche, me donnant inlassablement beaucoup de votre temps, votre enthousiasme à partager vos connaissances tout comme votre sens chaleureux du contact resteront à jamais gravé dans ma mémoire. SOYEZ assurée de ma plus sincère gratitude et de mon profond respect.

Aux membres du jury :

Vous me faites un grand honneur en acceptant de juger ce modeste travail ; je vous en remercie et vous témoigne ma profonde et respectueuse gratitude.

A tous les professeurs qui ont participé dans mon cursus et surtout à l'ensemble des enseignants du département d'électromécanique pour la qualité des cours qu'ils nous ont prodigués, et qui m'ont servi pour accomplir ce travail, je vous remercie et je vous témoigne mes sentiments les plus déférents.

Dédicace

Je dédie ce travail à ces êtres qui me sont chers :

Ma mère, SANE Safiétou, source et symbole de tendresse s'est sacrifiée jour après jour pour moi, à qui je souhaite une vie pleine de bonne santé.

Mon père, DIEDHIOU Aliou pour son amour, lui qui m'a transmis les valeurs les plus justes et nobles qui m'ont permis d'être un homme responsable et studieux,

Mes tantes et oncles qui m'ont beaucoup accompagné dans mes études et qui ne cesseront jamais de prier pour ma réussite

Que ce travail soit le témoin de votre réussite et de votre bonheur.

A Mes frères et cousins : Seyni, Landing, Assane, Amadou, Cheickh, Bakary, Lamine, Moussa, Samba, Babacar, Ibrahima, Siaka, Bassirou, Youssouph, George

A Mes sœurs et cousines : Aïcha, Ndeye, Maimouna, Syré, Adama, Mamy, Fatou, Tina, Gisèle, Tyda

A mes amis d'enfances

A la Communauté sénégalaise d'Algérie

Vous m'avez encouragé et soutenu durant toutes mes études

A mes collègues de la promotion 2018,

A la communauté des étudiants internationaux d'Annaba,

A mon encadreuse et à tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à l'aboutissement de ce travail, je ne saurais vous remercier autant.

Tidjini

Résumé

Dans ce mémoire, nous avons développé la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone en utilisant d'abord des régulateurs PI. Par la suite nous avons éliminé les capteurs et les remplacé par un estimateur MRAS-Mutuel. L'élimination des capteurs permet d'apporter plus de fiabilité et rend le matériel moins complexe et moins coûteux. Dans l'objectif d'obtenir une commande robuste qui garantit le comportement correct du système même en cas de fortes perturbations et en tenant compte des évolutions des paramètres du système, on s'est orienté vers l'estimation mutuelle de la vitesse de rotation et des résistances statorique et rotorique de la machine à partir de la connaissance des courants et tensions statoriques. Les résultats de simulation numérique obtenus sur MATLAB-Simulink sont jugés satisfaisants et valident bien les algorithmes développés.

Mots clés

Commande par orientation du flux rotorique ; machine asynchrone; commande directe, estimation de la vitesse et des résistances statorique et rotorique, estimateur adaptative mutuel avec modèle de référence (MRAS-mutuel).

Abstract

In this thesis, we developed direct vector control by orienting the rotor field of an asynchronous machine by first using PI controllers. Then we eliminated the sensors and replaced them with an Mutual-MRAS estimator. The removal of the sensor, allows to bring more reliability and makes the equipment less complex and less expensive. In order to obtain a robust control which guarantees the correct behavior of the system even in the event of strong disturbances and taking into account the evolutions of the parameters of the system, we have moved towards the mutual estimation of the speed of rotation stator and rotor resistances of the machine from the knowledge of stator currents and voltages. The numerical simulation results obtained on MATLAB-Simulink are considered satisfactory and validate the algorithms developed.

Keywords

Vector control by field orientation; asynchronous machine, direct control, estimation of speed and stator and rotor resistances, mutual adaptive estimator with reference model (Mutal-MRAS).

SOMMAIRE**Remerciements et Dédicace**

Remerciements.....	I
Dédicace.....	II

Résumé et Mots clés _ Abstract and Keywords

Résumé.....	III
Mots clés.....	III
Abstract.....	IV
Keywords.....	IV

SOMMAIRE	V
-----------------------	---

Table des figures	VIII
Notations et Symboles.....	X

INTRODUCTION GENERALE	1
------------------------------------	---

CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I-1. Introduction	2
I-2. Structure et principe de fonctionnement de la MAS	2
I-2-1. Structure de la MAS	2
a. Le stator	3
b. Le rotor	3
c. L'entrefer :	4
I-2-2. Le principe de fonctionnement	4
I-2-3. Les hypothèses simplificatrices	5
I-3. Modélisation et mise en équation de la MAS	6
I-3-1. Equations en triphasées	6
a. Equations électriques	6
b. Equations magnétiques	7
c. Equations électromagnétiques.....	8
I-3-2. Transformations en diphasées	8
a. Transformation de Concordia et Clarke (abc) vers ($\alpha\beta$) et ($\alpha\beta$) vers (abc)	9
b. Transformation de PARK	10
c. Choix du référentiel	12
I-3-3. Mise en équations d'états	14
a. Représentation dans le repère lié au stator	14
b. Représentation d'état dans le repère lié au champ tournant	16
I-4. Conclusion	17

CHAPITRE II : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II-1. Introduction	18
II-2. Commande vectorielle par orientation du flux rotorique	18
II-3. Types de la commande vectorielle	19
II-3-1. Commande vectorielle directe	19
II-3-2. Commande vectorielle indirecte	21

II-4. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (CVOF)	22
II-4-1. Découplage entrée-sortie	23
a. Découplage par compensation	23
b. Problèmes posés par le découplage	25
II-4-2. Schéma du principe commande vectorielle	25
II-4-3. Détermination de ϕ_r et ω_r	26
II-4-4. Le bloc de défluxage	27
II-5. La régulation	27
II-5-1. Conception des régulateurs	28
a. Action Proportionnelle	28
b. Action Intégrale	28
II-5-2. Caractéristiques des régulateurs	28
a. La stabilité	28
b. La rapidité	28
c. La précision	29
II-5-3. Détermination des régulateurs	29
a. Régulateur de vitesses	29
b. Régulateurs des courants	30
c. Régulateurs de flux	31
II-6. Conclusion	33

CHAPITRE III : ESTIMATION DE LA VITESSE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR UN OBSERVATEUR MRAS

III-1. Introduction	34
III-2. Principe de l'estimation de la vitesse par l'approche MRAS	34
III-3. Les différentes structures d'estimation de l'observateur MRAS	36
III-3-1. MRAS basé sur le flux rotorique	36
a. Modèle de référence	36
b. Modèle adaptatif	36
III-3-2. MRAS-Mutuel basé sur le flux rotorique	38
III-3-3. MRAS basé sur le courant statorique	39
III-4. Commande vectorielle directe associée à l'observateur MRAS-Mutuel	41
III-5. Conclusion	42

CHAPITRE IV : ETUDE EN SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

IV-1. INTRODUCTION	43
IV-2. Présentation de l'environnement MATLAB	43
IV-3. Simulation de la commande vectorielle sans l'observateur MRAS-Mutuel	44
IV-3-1. Modèle SIMULINK.....	44
IV-3-2. Représentation des résultats	46
a. A vide	46
b. En charge	49
IV-3-3. Commentaire des résultats	52
IV-4. Simulation de la commande vectorielle avec l'observateur MRAS-Mutuel	53
IV-4-1. Modèle SIMULINK.....	53
IV-4-2. Représentation des résultats	55

SOMMAIRE

a. A vide	55
b. En charge	56
IV-4-3. Commentaire des résultats	59
IV-5. Conclusion.....	59
CONCLUSION GENERALE	60
BIBLIOGRAPHIE	61
ANNEXE	64

➤ Table des figures

Figure.N°	Intitulés des figures	Pages
Figure.I-1	Constitution regroupée et éclatée de la MAS	02
Figure.I-2	Stator de la MAS	03
Figure.I-3	Rotor à cage et rotor bobiné de la MAS	03
Figure.I-4	Représentation schématique d'un moteur asynchrone triphasé	06
Figure.I-5	Schéma de la transformation abc vers $\alpha\beta$	09
Figure.I-6	Représentation schématique de modèle biphasé équivalent de la MAS	10
Figure.I-7	Modèle généralisé biphasé de la MAS dans le repère (u,v)	12
Figure.II-1	Orientation du flux rotorique	19
Figure.II-2	Structure de la commande vectorielle directe de la MAS	20
Figure.II-3	Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la MAS alimentée en tension	21
Figure.II-4	Description des couplages dans la MAS	23
Figure.II-5	Représentation de la reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}	25
Figure.II-6	Commande découplée avec les expressions de I_{sd} et I_{sq}	24
Figure.II-7	Commande découplée avec les expressions de ϕ_r et C_{em}	25
Figure.II-8	Schéma de principe d'une commande vectorielle	26
Figure.II-9	Le bloc de défluxage	27
Figure.II-10	Représentation de la commande par PI	28
Figure.II-11	Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse	29
Figure.II-12	Boucle de régulation de courant I_{sd}	30

Table des figures et Liste des notations et symboles

Figure.II-13	Boucle de régulation de courant I_{sq}	30
Figure.II-14	Schéma fonctionnel de la régulation du flux	32
Figure.II-15	Schéma fonctionnel simplifié de la régulation du flux	32
Figure.II-16	Structure globale de l'ensemble régulateur-MAS sur les axes d_q	33
Figure.III-1	Configuration de base de la méthode MRAS	35
Figure.III-2	Structure de l'estimateur MRAS basé sur le flux rotorique	37
Figure.III-3	Structure de l'estimateur MRAS-Mutuel basée sur le flux rotorique	39
Figure.III-4	Le MRAS basée sur le courant statorique	40
Figure.III-5	Modèle de la commande vectorielle composée de l'estimateur MRAS-Mutuel	41
Figure.IV-1	Modèle Simulink de la commande vectorielle sans MRAS-Mutuel de la MAS	45
Figure.IV-2	Allure des vitesses mécanique, électrique et de référence	46
Figure.IV-3	Représentation des allures des courants et leurs références	46
Figure.IV-4	Variation du couple électromagnétique	47
Figure.IV-5	variations des flux	47
Figure.IV-6	Allures des vitesses avec variation de la référence	48
Figure.IV-7	Allures des courants à vitesse variable	48
Figure.IV-8	Variation du couple électromagnétique à vitesse variable	48
Figure.IV-9	Variations des flux à vitesse variable	49
Figure.IV-10	Allure des vitesses (en charge)	49
Figure.IV-11	Allures des courants (en charge)	50
Figure.IV-12	Variation du couple (en charge)	50
Figure.IV-13	Variations des Flux (en charge)	50

Table des figures et Liste des notations et symboles

Figure.IV-14	Allures des vitesses avec variation de la référence (en charge)	51
Figure.IV-15	Allures des courants à vitesse variable (en charge)	51
Figure.IV-16	Variation du couple à vitesse variable (en charge)	51
Figure.IV-17	Variations des Flux à vitesse variable (en charge)	52
Figure.IV-18	Modèle simulink du MRAS-Mutuel	53
Figure.IV-19	Modèle simulink de la commande vectorielle de la MAS avec MRAS-Mutuel	54
Figure.IV-20	Allures des vitesses (à vide)	55
Figure.IV-21	Variation des résistances (à vide)	55
Figure.IV-22	Allures des vitesses avec variation de la valeur de référence (à vide)	56
Figure.IV-23	Variation des résistances à vitesse variable (à vide)	56
Figure.IV-24	Allures des flux dans α_β	57
Figure.IV-25	Représentation de l'erreur du flux estimé	57
Figure.IV-26	Allure des vitesses (en charge)	57
Figure.IV-27	Allures des résistances estimées (en charge)	58
Figure.IV-28	Allure des vitesses avec variation de la valeur de référence	58
Figure.IV-29	Variation des résistances avec variations de la vitesse de référence (en charge)	58
Figure.A-1	modèle simulink du moteur asynchrone dans le repère lié au champ tournant	65

➤ Notations et Symboles

○ Sigles et acronymes

MAS ou MI : Machine Asynchrone ou Machine à Induction ;

MCC : Machine à Courant Continu

MS : Moteur Synchrones ;

CVOF : Commande Vectorielle par Orientation du Flux ;

PI : Proportionnel Intégrale ;

FTBO : Fonction de Transfert en Boucle Ouvert

FTBF : Fonction de Transfert en Boucle Fermé

MRAS : Model Reference Adaptive System (français : Système Adaptatif à Modèle de Référence) ;

FKE : Filtre de Kalman Etendu ;

f.e.m : Force électromotrice ;

FMM : Force magnétomotrice ;

○ **Paramètres de modélisation de la machine**

R_s, R_r : Résistances statorique et rotorique ;

l_s, l_r : Inductances propres respectivement d'une phase statorique et d'une phase rotorique ;

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances propres d'une phase statorique ;

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances propre d'une phase statorique ;

$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator et rotor ;

m_1, m_2, m_3 : Inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique ;

m_{sr} : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique ;

L_s, L_r : Inductances propres cycliques respectivement d'une phase statorique et d'une phase rotorique ;

M : Inductances mutuelles cycliques entre stator et rotor ;

T_s, T_r : Constante de temps statorique et rotorique ;

σ : Coefficient de dispersion (coefficient de Blondel) ;

C_{em} : Couple électromagnétique ;

C_r : Couple résistant ;

p : Nombre de pair de pôle ;

J : Moment d'inertie ;

K_f : Coefficient de frottement visqueux ;

○ **Repère :**

sa, sb, sc : Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statoriques ;

ra, rb, rc : Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques ;

(α, β) : Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator) ;

(d, q) : Axes de référentiel de Park (repère lié au champ tournant) ;

(x, y) : repère lié au champ au rotor ;

θ : Position angulaire du rotor par rapport au stator ;

θ_r : Position angulaire du rotor par rapport à l'axe d ;

θ_s : Position angulaire du stator par rapport à l'axe d.

○ **Grandeurs électriques :**

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions statoriques respectives des phases a, b et c ;

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Tensions rotoriques respectives des phases a, b et c ;

$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$: Tensions statoriques respectives des phases α et β ;

$V_{r\alpha}, V_{r\beta}$: Tensions rotoriques respectives des phases α et β ;

V_{sd}, V_{sq} : Tensions statoriques respectives des phases d et q ;

V_{rd}, V_{rq} : Tensions rotoriques respectives des phases d et q ;

I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} : Courants statoriques respectifs des phases a, b et c ;

I_{ra}, I_{rb}, I_{rc} : Courants rotoriques respectifs des phases a, b et c ;

$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$: Courants statoriques respectifs des phases α et β ;

$I_{r\alpha}, I_{r\beta}$: Courants rotoriques respectifs des phases α et β ;

I_{sd}, I_{sq} : Courants statoriques respectifs des phases d et q ;

I_{rd}, I_{rq} : Courants rotoriques respectifs des phases d et q.

○ **Grandeurs magnétiques :**

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$: Flux statoriques respectifs des phases a, b et c ;

$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$: Flux rotoriques respectifs des phases a, b et c ;

$\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}$: Flux statoriques respectifs des phases α et β ;

$\phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}$: Flux rotoriques respectifs des phases α et β ;

ϕ_{sd}, ϕ_{sq} : Flux statoriques respectifs des phases d et q ;

ϕ_{rd}, ϕ_{rq} : Flux rotoriques respectifs des phases d et q.

○ **Grandeurs mécaniques :**

Ω : Vitesse mécanique de rotation ;

w_r : La pulsation électrique correspondant à la vitesse de rotation ;

w_s : La pulsation électrique des grandeurs statoriques ;

○ **Grandeurs de commande et de l'observateur :**

w_r^* : La valeur de référence de la vitesse de rotation ;

k_p : La composante proportionnelle du correcteur PI ;

k_i : La composante intégrale du correcteur PI ;

\hat{w}_r : Estimation de la vitesse de rotation électrique ;

\hat{R}_r : Estimation de la résistance rotorique ;

\hat{R}_s : Estimation de la résistance statorique ;

$\hat{\Phi}_{r\alpha v}, \hat{\Phi}_{r\beta v}$: Estimation du flux sur α, β basé sur le modèle en tension ;

$\hat{\Phi}_{r\alpha i}, \hat{\Phi}_{r\beta i}$: Estimation du flux sur α, β basé sur le modèle en courant ;

$\hat{I}_{s\alpha}, \hat{I}_{s\beta}$: Estimation du courant dans le repère α, β ;

k_{pw_r}, k_{pR_s} et k_{iR_s}, k_{iw_r} Gains des deux contrôleurs PI formant les mécanismes d'adaptation ;

R_{sn}, R_{rn} : Les valeurs nominales des résistances statorique et rotorique ;

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone, connue également sous le terme anglo-saxon de machine à induction (MI), est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor [01]. La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt de la machine asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. Toutefois, le couplage existant entre le flux magnétique et le couple moteur est de nature non linéaire, plus complexe à mettre en œuvre que celui d'un moteur à courant continu (MCC). Malgré cela, depuis plusieurs années, la place du moteur à induction dans les applications industrielles ne cesse de croître.

La machine asynchrone a longtemps été utilisée essentiellement à vitesse constante, sa commande reste un défi à relever par les chercheurs, afin d'optimiser et de maîtriser la machine dans les entraînements à vitesse variable [02].

Quel que soit le type de commande utilisé par nécessité de contrôle, son fonctionnement, requiert l'installation d'un capteur pour la mesure de la vitesse. Néanmoins, l'introduction de ce codeur entraîne un surcoût, spécialement pour les faibles puissances. De plus, il faut prévoir une place supplémentaire pour l'installation du codeur chose qui n'est pas toujours souhaitable (ou possible) pour des raisons de fiabilité et/ou de connectique. C'est à partir de ces constats que l'idée d'éliminer le codeur incrémental est née et que les recherches sur la commande sans capteur de la machine asynchrone ont commencé. Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature pour aborder cette problématique qui se base sur la conception de capteurs logiciels pour l'estimation des variables inaccessibles à la mesure ou dont la mesure requiert des capteurs relativement coûteux par rapport à l'objectif de l'application envisagée, telle que la vitesse de rotation. La conception de tels capteurs se base sur la synthèse des observateurs linéaire ou non linéaire permettant la reconstitution de la vitesse à partir des grandeurs électriques mesurées.

Le travail élaboré dans ce mémoire est structuré en quatre chapitres :

- ❖ Dans le premier chapitre, nous rappelons d'abord la modélisation de la machine asynchrone en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état et la présentation des modèles.
- ❖ Dans le deuxième chapitre est présentée la commande vectorielle de la machine à flux rotorique orienté calculée sur la base par de quatre régulateurs de type PI.
- ❖ Le troisième chapitre a pour objectif de présenter en détail les méthodes de synthèse de l'estimateur MRAS.
- ❖ Et le dernier chapitre sera consacré à la simulation discute les résultats obtenus en simulation en poursuite et en régulation avec ou sans estimateur de vitesse.

I-1. Introduction

L'étude des comportements dynamiques et statiques de la machine asynchrone exige une bonne modélisation mathématique, décrivant au mieux son comportement et ceci dans le but d'élaborer des lois de commande adéquates pour un tel système physique [03].

Développer de nouvelles lois de commande, d'observation et d'optimisation pour la machine asynchrone impose naturellement de ne pas négliger, bien au contraire, l'aspect modélisation de cette machine. On utilise souvent le modèle de Park pour la synthèse des lois de commande et des estimateurs ou observateurs [04].

Dans ce chapitre, il nous sera très utile de faire un rappel sur la structure et le principe de fonctionnement de la machine asynchrone,

Par la suite, comme la machine asynchrone est souvent exploitée en régime triphasé, nous allons donner ses hypothèses simplificatrices qui, avec le modèle de Park, vont nous permettre de représenter son comportement en appliquant un modèle mathématiques diphasé qui peut être exprimé dans des repères particuliers. Le choix d'un repère se fait selon les objectifs de commande, d'observation ou d'estimation. Ce modèle mathématique est ensuite utilisé pour l'estimation simultanée de diverses grandeurs.

Enfin, nous allons finir par la modélisation et la mise en équation de la machine.

I-2. Structure et principe de fonctionnement de la MAS

I-2-1. Structure de la MAS

Nous allons, dans cette partie, faire une brève présentation de la constitution de la MAS. Cette description montre qu'elle est constituée essentiellement d'un rotor et d'un stator ; ces deux sont séparés par un vide très fin dit entrefer.

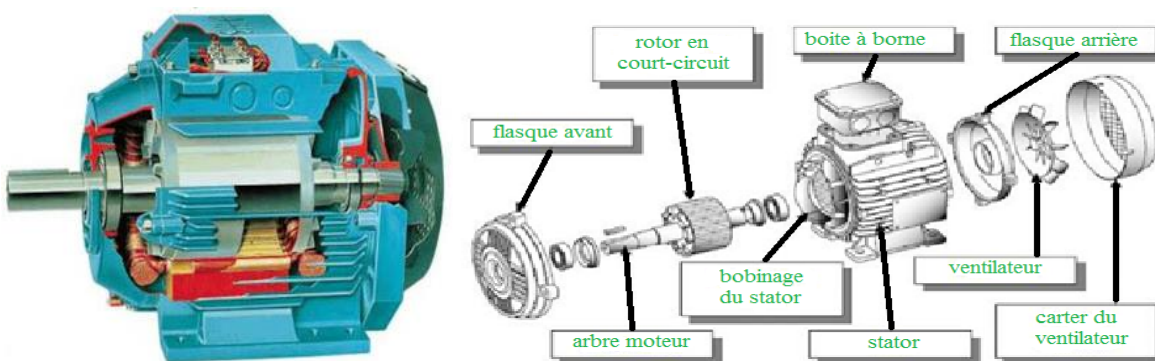


Figure.I-1: Constitution regroupée et éclatée de la MAS

a. Le stator

Le stator des machines asynchrones est une armature triphasée à $2p$ pôles lisses, tout à fait analogue à celui des machines synchrones. Il est relié soit à un réseau triphasé, soit à un convertisseur statique, et est donc le siège d'un système triphasé de courants [05].

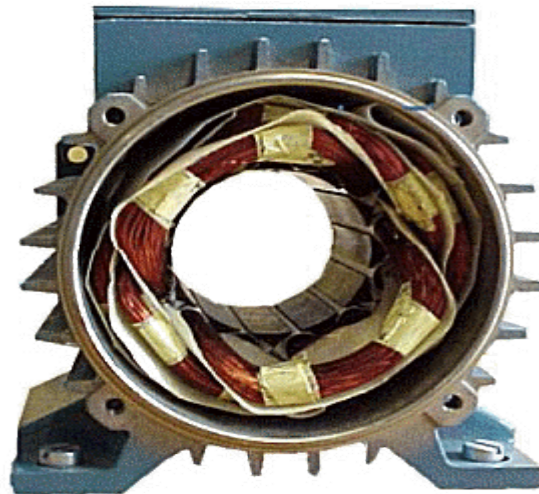


Figure.I-2: Stator de la MAS

b. Le rotor

Il existe deux types de rotors : les rotors dit «bobinés » et les rotors dit « à cage ».

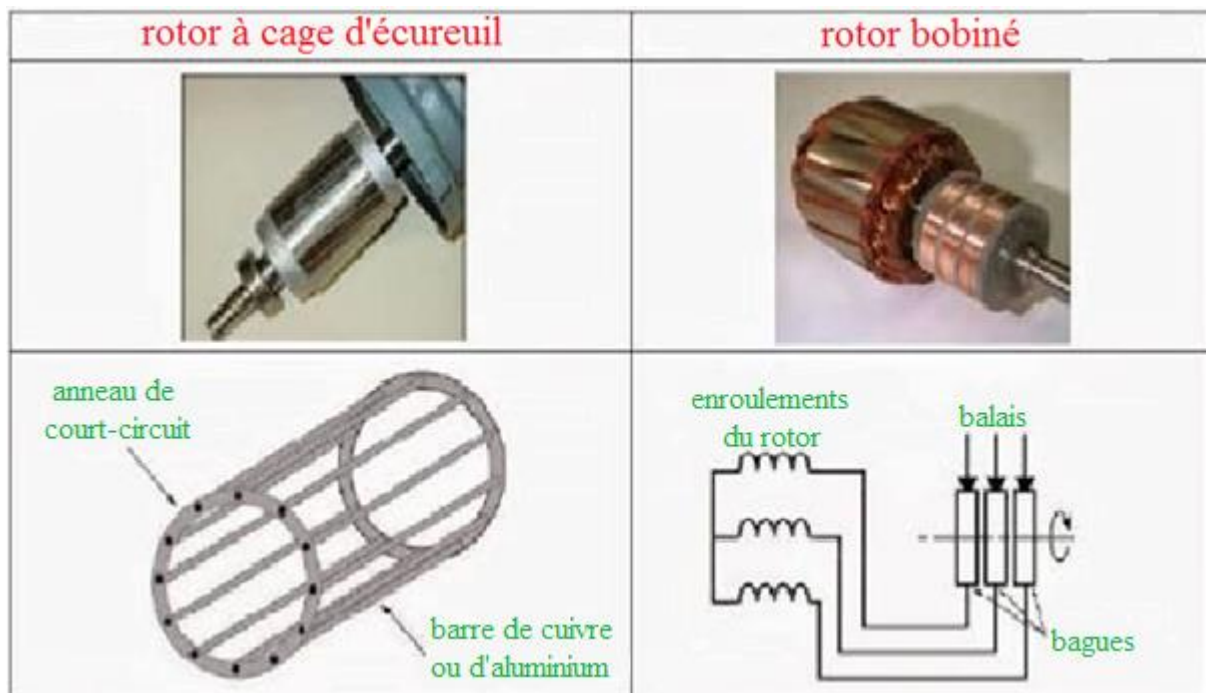


Figure.I-3: Rotor à cage et rotor bobiné de la MAS

➤ Le rotor bobiné

Le rotor bobiné comprend un bobinage triphasé, semblable à celui du stator, placé dans les encoches. Il est composé de trois enroulements raccordés en étoile ; l'extrémité libre de chaque enroulement est reliée à une bague tournant avec l'arbre. Ces bagues permettent, par l'intermédiaire de trois balais, d'insérer une résistance extérieure en série avec chacun des trois enroulements lors du démarrage du moteur [06]. En fonctionnement normal, les trois phases sont court-circuitées et parcourues par des courants triphasés induits par les courants statoriques. Cette configuration se rencontre principalement pour des machines de forte puissance [05].

➤ Le rotor à cage

Dans ce cas, le rotor est creusé d'encoches longitudinales dans lesquelles sont disposées des barres conductrices court-circuitées à chaque extrémité par des « anneaux de court-circuit ». Ces barres et anneaux sont généralement en cuivre mais, pour des machines de faibles puissances, ils peuvent être en alliage d'aluminium de façon à réduire le prix de revient. Cette structure n'est pas triphasée, mais on peut introduire, pour tout rotor à cage, un rotor bobiné triphasé équivalent.

c. L'entrefer :

Dans les deux cas (rotor bobiné et à cage), il sera possible de considérer en première approximation que l'entrefer est constant. Les performances de la MAS sont très dépendantes de l'épaisseur de cet entrefer, lequel est, en conséquence, aussi faible que possible : elle varie de quelques dixièmes de millimètres pour les machines de faibles puissances à quelques millimètres pour les machines à grandes puissances.

I-2-2. Le principe de fonctionnement

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives [07].

Lorsque l'armature statorique est parcourue par des courants triphasés de pulsation w ; il va leur correspondre un champ d'entrefer tournant à la vitesse angulaire $\Omega_s = w/p$ [05].

En fonctionnement normale, le rotor de la MAS tourne à la vitesse de N_r tours/min soit Ω_r rad/s. La FMM produite par les courants statoriques tourne à la vitesse de synchronisme à N_s tours/min soit Ω_s rad/s [08].

La vitesse est également inférieure à Ω_s . On définit le glissement « g » ou la variation relative des vitesses de la manière suivante :

$$g = \frac{N_r - N_s}{N_s} = \frac{\Omega_r - \Omega_s}{\Omega_s} \quad (\text{I.01})$$

On aura donc :

$$\Omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = (1 - g)\Omega_s = (1 - g)\frac{\omega}{p} \quad (\text{I.02})$$

θ_r est la position du rotor par rapport au stator et p , le nombre de pair de pôle. En introduisant l'angle électrique θ , on obtient :

$$\theta = p\theta_r = (1 - g)\omega t + \theta_0 \quad (\text{I.03})$$

I-2-3. Les hypothèses simplificatrices

La modélisation d'une machine électrique permet la connaissance et l'étude de ses comportements statiques et dynamiques d'où un apport précieux pour l'étude de sa commande car elle permet d'une part de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part, de prévoir des comportements de la machine plus variés de ceux observés expérimentalement. La modélisation de la MAS triphasée réelle constitue en son remplacement par une machine biphasée fictive mais magnétiquement équivalente [09];[10].

Le modèle mathématique de la machine asynchrone est établi en tenant compte des hypothèses simplificatrices de base suivantes [03];[04];[05];[06];[12];[15];[18];[17];[19]:

- La machine est symétrique et à entrefer constant.
- La répartition dans l'entrefer de la FMM (force magnétomotrice) et du flux est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé et a une perméabilité constante.
- Les pertes fer par hystérésis et courants de Foucault, l'effet de peau et les effets de dentures sont négligés.
- L'effet des encoches est négligé.
- La réduction de spires qui intervient dans une phase à la suite d'un court-circuit est négligeable.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité des flux,
- La constance des inductances propres,
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I-3. Modélisation et mise en équation de la MAS

I-3-1. Equations en triphasées

La modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park aboutit, lorsque l'on sépare les régimes électriques et mécaniques, à une équation d'état de dimension quatre [11].

Le moteur asynchrone est représenté par trois phases statoriques (sa sb sc) et trois phases rotoriques (ra rb rc).

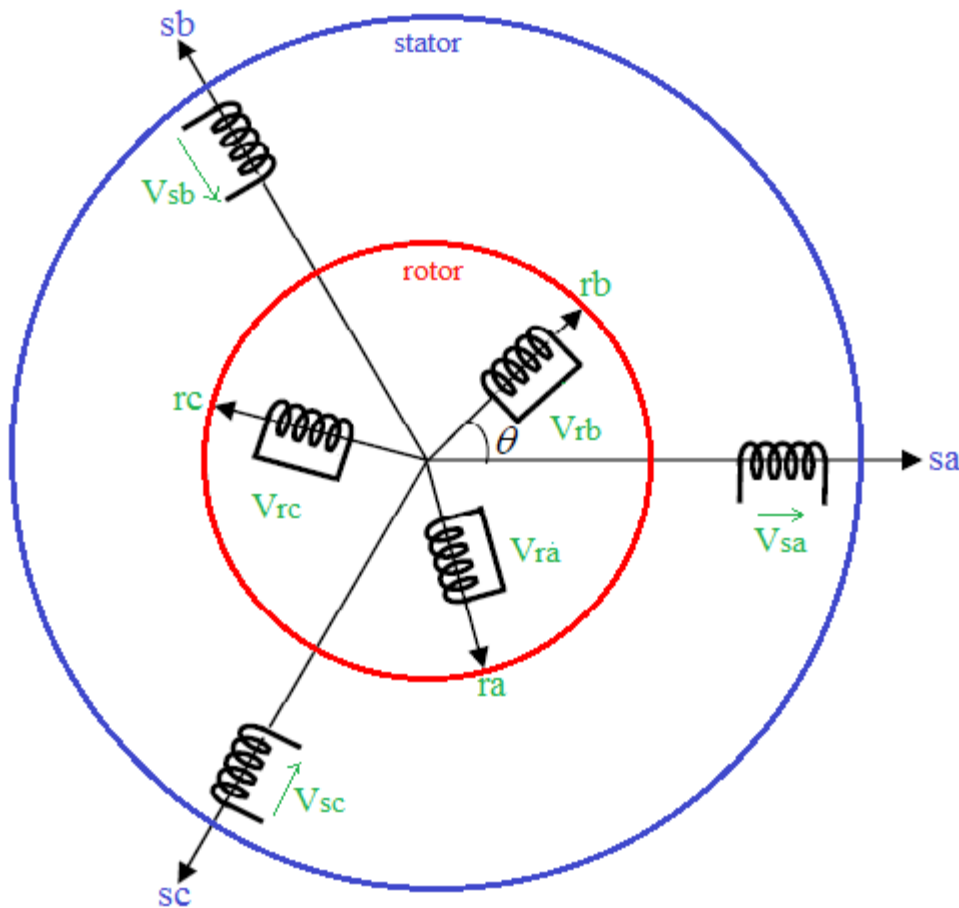


Figure.I-4: Représentation schématique d'un moteur asynchrone triphasé

a. Equations électriques

La combinaison des lois d'ohm et de Lenz nous ont permis d'écrire ces équations [12].

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur la figure(I.4). Les enroulements rotoriques sont court-circuités.

Pour l'ensemble des enroulements statoriques, on écrira en notation matricielle:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \tag{I.04}$$

Pour l'ensemble des enroulements rotoriques, on écrira en notation matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.05)$$

Ces équations de tensions peuvent être écrites sous cette forme :

$$\begin{cases} [V_{sabc}] = R_s [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sabc}] \\ [V_{rabc}] = 0 = R_r [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{rabc}] \end{cases} \quad (I.06)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_{sabc}] &= [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \text{ Vecteur de tension statorique;} \\ [V_{rabc}] &= [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T \text{ Vecteur de tension rotorique;} \\ [I_{sabc}] &= [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T \text{ Vecteur de courant statorique;} \\ [I_{rabc}] &= [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T \text{ Vecteur de tension statorique;} \\ [\phi_{sabc}] &= [\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T \text{ Vecteur de flux statorique;} \\ [\phi_{rabc}] &= [\phi_{ra} \ \phi_{rb} \ \phi_{rc}]^T \text{ Vecteur de flux rotorique.} \end{aligned}$$

b. Equations magnétiques

L'écriture matricielle ci-dessous résume les 3 équations du flux statoriques et rotoriques :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.07)$$

De manière raccourcit, on aura :

$$\begin{cases} [\phi_{sabc}] = [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \\ [\phi_{rabc}] = [L_{rr}][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}] \end{cases} \quad (I.08)$$

$$\begin{cases} [L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \\ [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \end{cases} \quad (I.09)$$

$$[M_{sr}] = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^T = [M_{rs}]$$

$$\begin{bmatrix} m_1 \\ m_2 \\ m_3 \end{bmatrix} = m_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Où $[L_{ss}]$: Matrice Inductance propre d'une phase statorique;

$[L_{rr}]$: Matrice Inductance propre d'une phase rotorique;

m_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques;

m_r : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques;

$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator et rotor;

m_1, m_2, m_3 : Les Inductances mutuelles instantanées entre une phase statorique et une phase rotorique.

m_{sr} : Le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

c. Equations électromagnétiques

Les équations électromagnétiques peuvent être écrites sous la forme ci-dessous :

$$\begin{cases} [C_{em}] = p[I_{sabc}]^T [M_{sr}] [I_{rabc}] \\ J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (I.12)$$

K_f : Coefficient de frottement visqueux

I-3-2. Transformations en diphasées

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens et électromécaniciens est celle de Park (1929) [13].

a. Transformation de Concordia et Clarke (abc) vers (αβ) et (αβ) vers (abc)

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système diphasé αβ. Il existe principalement deux transformations : Clarke et Concordia.

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient 3/2). Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes [14];[15].

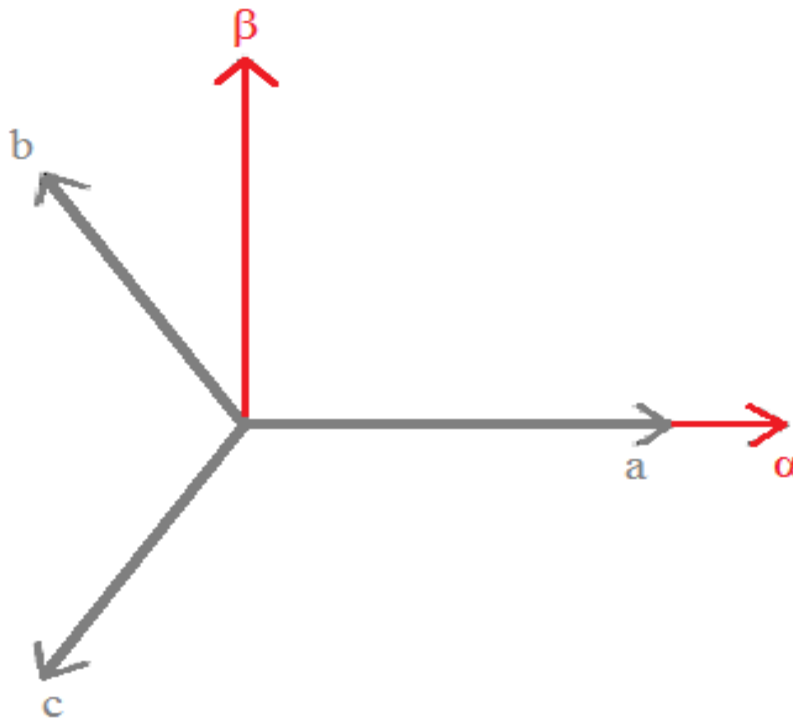


Figure.I-5: Schéma de la transformation abc vers αβ

➤ (abc) vers (αβ)

Le tableau.I.1 ci-dessous représente le passage d'un système triphasé abc vers un système diphasé αβ

Transformation de Concordia	Transformation de Clarke
$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad c - a - d \quad [X_{\alpha\beta}] = T_{23}[X_{abc}]$	$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad c - a - d \quad [X_{\alpha\beta}] = C_{23}[X_{abc}]$
<p>Avec : $T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$</p>	<p>Avec : $C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$</p>

Tableau.I.1 : Passage d'un système triphasé abc vers un système diphasé αβ

➤ (αβ) vers (abc)

Le tableau.I.2 ci-dessous représente le passage d'un système diphasé αβ vers un système triphasé abc.

Transformation de Concordia T^{-1} ou T_{32}	Transformation de Clarke C^{-1} ou C_{32}
$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{32}} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad c - a - d [x_{abc}] = T_{32} [x_{\alpha\beta}]$	$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{32}} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad c - a - d [x_{abc}] = C_{32} [x_{\alpha\beta}]$
<p>Avec : $T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$</p>	<p>Avec : $C_{32} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$</p>

Tableau.I.2 : Passage d'un système diphasé αβ vers un système triphasé abc

Le problème de la transformée de Clarke est qu'elle ne soit pas orthonormée mais juste orthogonale ce qui ne permet pas de conserver la puissance instantanée. La transformée de Concordia, est une matrice de Clarke que l'on rend orthonormée [16].

b. Transformation de PARK

Pour obtenir un système d'équation à coefficients constants, on transforme le système réel triphasé en système biphasé équivalent, ce dernier consiste à remplacer tout enroulement statorique par deux enroulements, l'un sur l'axe (d) et l'autre sur l'axe (q).

La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est dite transformation de PARK [17]. Cette dernière est considérée comme une substitution aux enroulements fictifs (sd, sq, rd et rq) dont les axes magnétiques sont liés au référentiel (o d q) comme l'indique la figure (I.6) donnée ci-dessous :

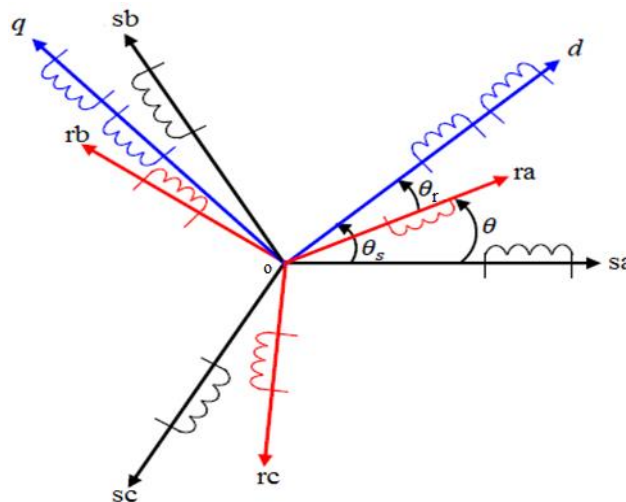


Figure.I-6: Représentation schématique de modèle biphasé équivalent de la MAS

Les repères de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celles des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier leurs équations. Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation [18]:

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (\text{I.13})$$

C'est une matrice, notée P, qui intègre une matrice de rotation R liant les axes α - β aux axes d-q.

On a :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

La matrice inverse de Park (P^{-1}) est donnée par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

La matrice de rotation est donnée par :

$$R = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Le passage du système triphasé au système diphasé est défini par le système d'équations suivantes :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_0 \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = P^{-1} \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_0 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Avec :

X : Grandeur statorique ou rotorique (représente le vecteur courant, tension ou flux).

X_0 : La composante homopolaire choisie nulle pour un système équilibré.

c. Choix du référentiel

➤ Référentiel généralisé (u,v)

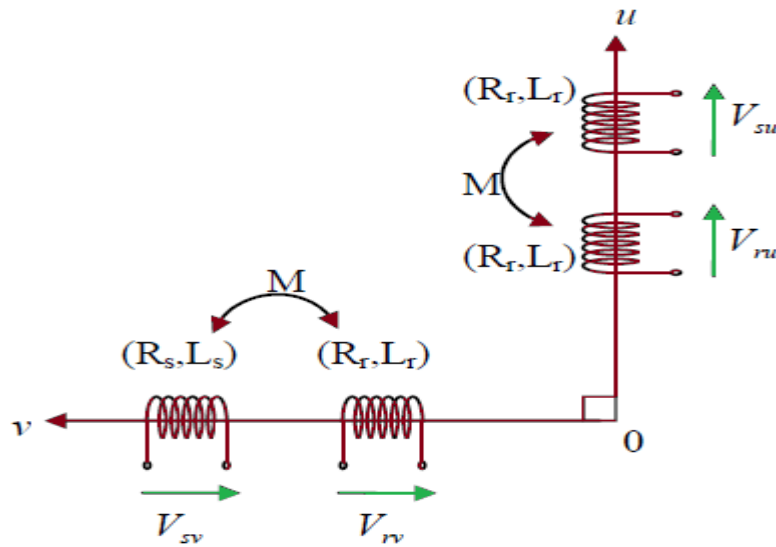


Figure.I-7: Modèle généralisé biphasé de la MAS dans le repère (u,v)

Ce qui rend la transformation de Park attrayante, est que l'orientation du repère (u,v) peut être quelconque.

Il existe trois choix importants, le repère (u,v) peut être lié champ tournant (d,q), fixé au stator (α,β), ou bien au rotor (x,y), selon l'objectif du modèle [19].

Soit w_{coor} la vitesse de rotation selon le référentiel choisi. Elle représente la vitesse du repère de Park

- Expressions des couples et équation mécanique

$$\begin{cases} C_{em} = p(\phi_{su}I_{sv} - \phi_{sv}I_{su}) \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\phi_{ru}I_{sv} - \phi_{rv}I_{su}) \\ J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{cases} \quad (I.18)$$

➤ Référentiel lié au stator (α,β)

Tant que le stator est fixe, la vitesse du repère de Park est, ($w_{\text{coor}} = w_s = 0$)

○ Equations électriques

Les équations électriques sont données par :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + w \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (I.19)$$

○ Equations magnétiques

Les équations magnétiques sont données par :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + [M] \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + [M] \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (I.20)$$

Et
$$\begin{cases} [L_s] = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \\ [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \end{cases} ; \quad [M] = \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Avec $L_s = l_s - m_s$: Inductance cyclique propre statorique.
 $L_r = l_r - m_r$: Inductance cyclique propre rotorique.
 $M = \frac{3}{2}m_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

➤ Référentiel lié au champ tournant (**d,q**)

La vitesse du repère de Park est celle du champ tournant ($w_{\text{coor}} = w_s$).

○ Equations électriques

Les équations électriques sont données par :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + w_s \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + (w_s - w_r) \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (I.22)$$

○ Equations magnétiques

Les équations magnétiques sont données par :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + [M] \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + [M] \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (I.23)$$

➤ Référentiel lié au rotor (**x,y**)

La vitesse de Park se traduit par ($w_{\text{coor}} = w_r$).

○ Equations électriques

Les équations électriques sont données ci-dessous :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (I.24)$$

o Equations magnétiques

Elles sont données par :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + [M] \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + [M] \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (I.25)$$

I-3-3. Mise en équations d'états

a. Représentation dans le repère lié au stator

Pour pouvoir faire la simulation, la MAS est mise sous forme d'équation d'état de la forme :

$$[\dot{X}] = [A]. [X] + [B]. [U] \quad (I.26)$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} [A] \text{ matrice d'évolution} \\ [B] \text{ matrici de commande} \\ [U] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta} \ 0 \ 0] \text{ vecteur de commande} \\ [X] = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta}]^T \text{ vecteur d'état} \end{cases}$$

Le vecteur d'état est obtenu en choisissant les variables d'état $I_{s\alpha\beta}, \Phi_{r\alpha\beta}$

L'équation (I.19) peut être donnée comme suit :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.27)$$

Et pour les flux, on aura :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + M I_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + M I_{r\beta} \end{cases} \quad (I.28)$$

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + M I_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + M I_{s\beta} \end{cases} \quad (I.29)$$

A partir de là, nous pouvons remplacer $I_{r\alpha}$ et $I_{r\beta}$ de (I.29) dans le système d'équation (I.28)

$$\Rightarrow \begin{cases} \phi_{s\alpha} = \sigma L_s I_{s\alpha} + \frac{M}{L_r} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = \sigma L_s I_{s\beta} + \frac{M}{L_r} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (I.30)$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion (coefficient de Blondel)

En remplaçant $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ du système (I.30) dans le système (I.27), on obtient l'équation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & w \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & w & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I.31)$$

Cette équation peut être écrite sous la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} [L] \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I.32)$$

$$\text{Avec : } [Z] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & w \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & w & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} ; [L] = \begin{bmatrix} \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} & 0 \\ 0 & \sigma L_s & 0 & \frac{M}{L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Pour la mise sous forme d'équation d'état de notre système, on arrive à identifier les matrices suivantes :

$$[A] = -[L]^{-1}[Z] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma M} W \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -W \\ 0 & \frac{M}{T_r} & W & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.33)$$

Et la matrice de commande est :

$$[B] = [L]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I.34)$$

$$\text{Où : } \begin{cases} T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{ Constante de temps rotorique} \\ T_s = \frac{L_s}{R_s} \text{ Constante de temps statorique} \end{cases}$$

L'équation mécanique est donnée par la relation suivante :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} I_{s\alpha}) - C_r - K_f \Omega \quad (I.35)$$

b. Représentation d'état dans le repère lié au champ tournant

Différentes possibilités sont offertes pour le choix du vecteur d'état. Parmi ces choix; citons :

$$\left\{ \begin{array}{l} X = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ I_{sd} \ I_{sq}]^T \\ X = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ I_{rd} \ I_{rq}]^T \\ X = [\Phi_{rd} \ \Phi_{rq} \ I_{rd} \ I_{rq}]^T \\ X = [\Phi_{rd} \ \Phi_{rq} \ I_{sd} \ I_{sq}]^T \\ X = [\Phi_{sd} \ \Phi_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^T \\ X = [I_{sd} \ I_{sq} \ I_{rd} \ I_{rq}]^T \end{array} \right.$$

Afin de réduire le nombre d'équations, nous utilisons la représentation biphasée, pour une meilleure représentation de la MAS, nous prenons comme variable d'état $I_{sd}, I_{sq}, \Phi_{rd}, \Phi_{rq}$ et Ω . Le modèle de la machine dans un repère (d-q) lié au champ tournant à la vitesse de synchronise est:

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = D_1 V_{sd} - D_1 D_2 I_{sd} + w_s I_{sq} + D_1 D_3 \Omega \phi_{rq} + D_1 D_4 \phi_{rd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = D_1 V_{sq} - D_1 D_2 I_{sq} - w_s I_{sd} - D_1 D_3 \Omega \phi_{rd} + D_1 D_4 \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} = D_5 I_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{rd} + (w_s - w_r) \phi_{rq} \\ \frac{d\phi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sq} - \frac{1}{T_r} \phi_{rq} - (w_s - w_r) \phi_{rd} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} C_{em} - \frac{C_r}{J} - \frac{K_f}{J} \Omega \end{cases} \quad (I.36)$$

L'équation du couple électromagnétique est définie par :

$$C_{em} = D_3 (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd}) \quad (I.37)$$

Avec :

$$D_1 = \frac{1}{\sigma L_s}; D_2 = R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2}; D_3 = \frac{pM}{L_r}; D_4 = \frac{M}{L_r T_r} = R_r \frac{M}{L_r^2}; D_5 = \frac{M}{T_r}; D_6 = \frac{M^2}{L_r T_r}$$

I-4. Conclusion

La machine asynchrone s'est imposée dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction.

Dans ce chapitre, nous avons modélisé cette machine en tenant compte un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Nous avons, à partir du modèle réel triphasé, utilisé la transformation de Park pour aboutir à un modèle biphasé équivalent plus simple ; ce qui simplifie considérablement la résolution de ses équations. Son modèle est fortement non linéaire. Le modèle de Park nous permet de connaître les différentes contraintes des grandeurs électriques qu'une machine asynchrone peut supporter.

Dans le deuxième chapitre, nous allons à partir de la formulation du modèle de cette machine dans le référentiel lié au champ tournant, réaliser sa commande vectorielle.

II-1. Introduction

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps. Certaines polémiques donnent la paternité de cette théorie à Blondel. Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés au début des années 70 par Blaschke et ses applications effectives ont vu le jour grâce à Léonard dix ans plus tard. Cependant, elle n'a pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations [20].

Elle s'intéresse à de multiples applications industrielles qui sollicitent un contrôle délicat du couple, vitesse et/ou position, où la commande scalaire avec ses performances modeste ne peut satisfaire.

La commande de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, et du flux [13]. La difficulté majeure rencontrée dans la commande de la machine asynchrone réside dans le fait que le couple et le flux sont des variables fortement couplées et que toute action sur l'une d'elles se répercute sur l'autre. Par contre dans la machine à courant continu à excitation séparée, ces deux variables sont naturellement découplées, ce qui explique la simplicité de la commande de cette machine [07];[17].

Nous étudierons dans ce chapitre la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension avec des régulateurs PI.

II-2. Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotorique et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée.

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d,q». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d,q» entraîne l'alignement de l'axe «d» sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la *figure.II-1*.

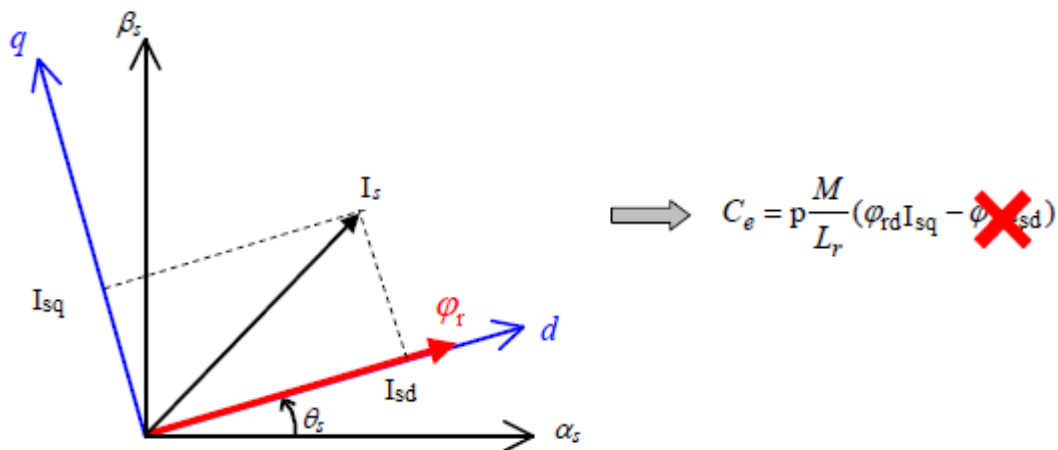


Figure.II-1 : Orientation du flux rotorique

II-3. Types de la commande vectorielle

Deux méthodes permettent de réaliser la commande vectorielle : **Directe** qui a été développée par F. Blaschke, et **Indirecte** développée par K. Hasse.

II-3-1. Commande vectorielle directe

Dans la commande directe, l'amplitude des flux et l'angle de Park sont déterminés par le calcul directement à partir de la mesure des tensions et des courants [01].

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module de flux et de sa position. Pour cela deux procédés sont utilisés :

- La mesure de flux dans l'entrefer de la machine à l'aide d'un capteur.
- L'estimation du flux à l'aide des méthodes mathématiques.

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- Le non fiabilité de la mesure du flux :
 - problème de filtrage du signal mesuré.
 - Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteur + filtre).

La figure.II-2 représente un exemple de structure d'une commande vectorielle directe dont l'objectif est d'assurer la régulation de la vitesse d'un moteur asynchrone triphasé.

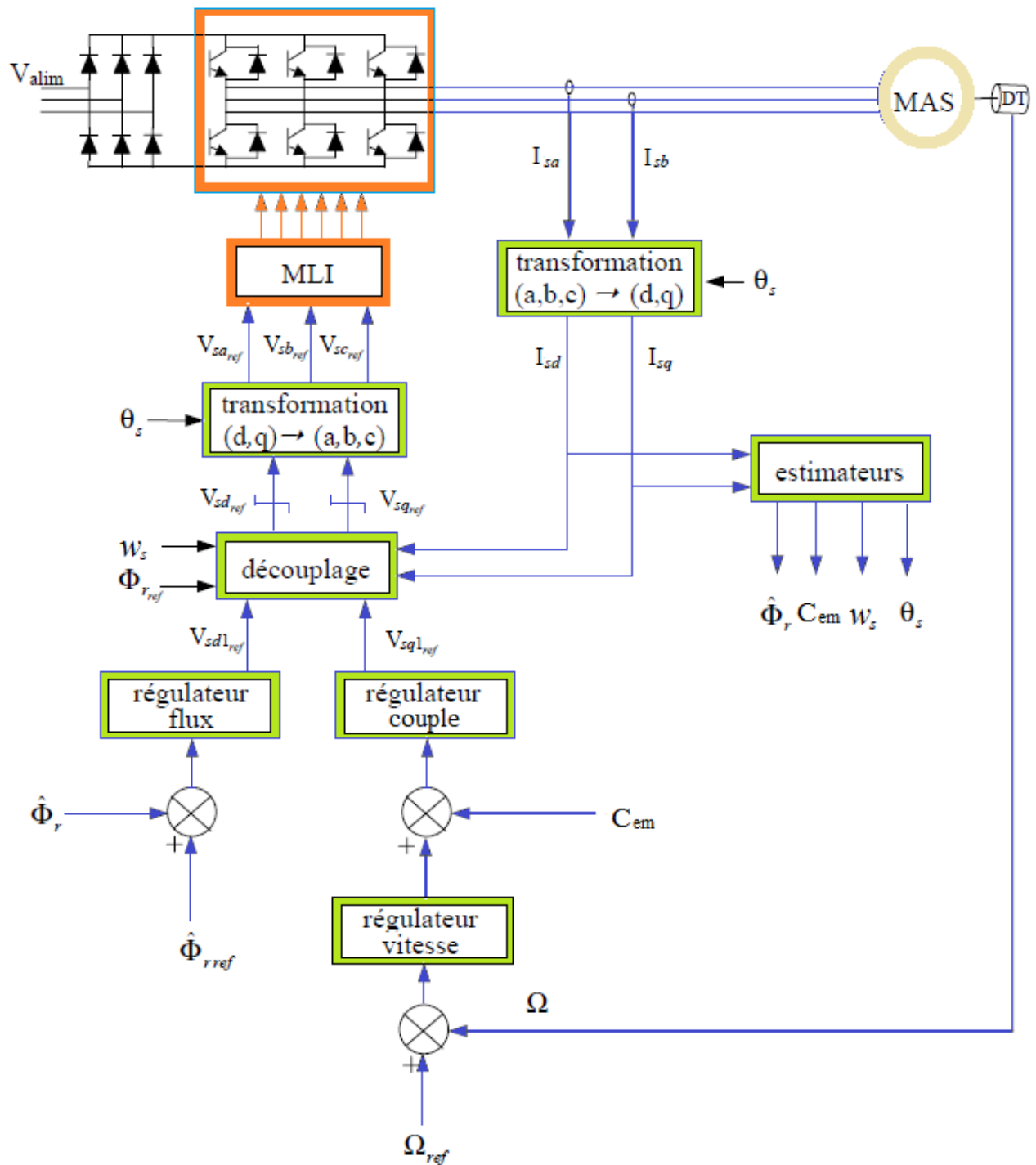


Figure.II-2 : Structure de la commande vectorielle directe de la MAS

Dans ce type de commande, le flux rotorique est asservi à une consigne de flux. Une commande indirecte ne comporterait pas de régulateur de flux [21].

Les grandeurs mesurées dont nous avons besoin sont les suivantes :

- La vitesse Ω donnés par le codeur incrémental monté directement sur l'axe du moteur.
- Les courants I_{sa}, I_{sb} et I_{sc} sont donnés par des sondes à effet Hall.

II-3-2. Commande vectorielle indirecte

L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. Elle consiste à générer à l'aide d'un bloc IFOC (Indirect Field Oriented Control), les tensions d'alimentation afin d'obtenir un flux et un couple désirés [22].

Dans cette commande, le courant statorique et la vitesse du rotor, sont mesurés. La première mesure donne la pulsation statorique la seconde l'angle de Park. Grâce à la connaissance de la vitesse rotorique et de la vitesse statorique, on peut calculer le glissement. Il est nécessaire de connaître de façon précise la position du rotor pour pouvoir déterminer de la même façon la position du flux rotorique. L'estimation du flux rotorique par rapport au rotor se fait en boucle ouverte [01].

Ce contrôle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor des deux groupes principaux :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statorique mesurées.
- le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statorique et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [17].

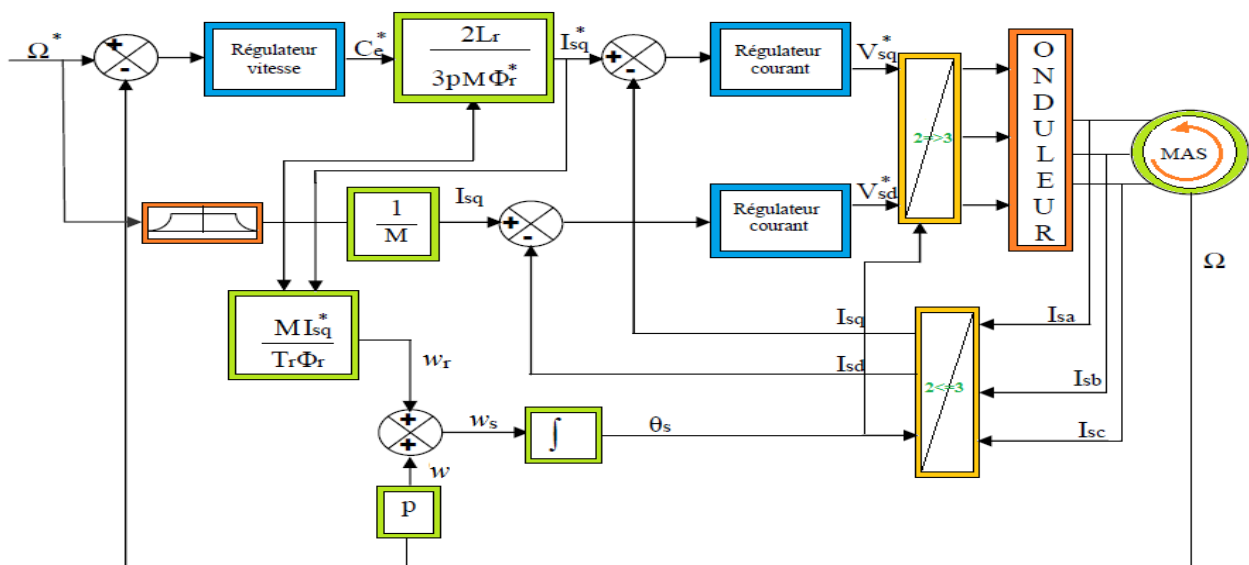


Figure.II-3: Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la MAS alimentée en tension

Dans la suite de ce chapitre, nous travaillerons avec le contrôle vectoriel direct.

II-4. Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (CVOF)

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. On dissocie le courant statorique en deux composantes I_{sd} et I_{sq} en quadrature de telle sorte que le courant I_{sd} soit orienté suivant l'axe du flux rotorique [23].

Les grandeurs de commande sont les tensions statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et la vitesse du champ tournant (w_s) [07].

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe «d» d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse (w_s), donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle ($\phi_{rq}=0$).
- L'axe «d» est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique ($\phi_r=\phi_{rd}$).
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant. ($\phi_r=cst \Rightarrow I_{rd}=0$).

Le modèle vectoriel de la machine asynchrone est décrit par les équations suivantes :

Les lois de commande sont obtenues en injectant les conditions de la commande vectorielle dans les équations d'état de la machine représentée dans le repère lié au champ tournant rotorique :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} + w_s I_{sq} + R_r \frac{M}{\sigma L_s L_r^2} \phi_r \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r^2} \right) I_{sq} - w_s I_{sd} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} p \Omega \phi_r \\ \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ w_s = p \Omega + \frac{M}{T_r} \frac{I_{sq}}{\phi_r} \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} \phi_r I_{sq} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} C_{em} - \frac{C_r}{J} - \frac{K_f}{J} \Omega \end{array} \right. \quad (II.01)$$

Ces expressions peuvent être exploitées pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté sur la machine asynchrone alimentée en tension, mais il y a un problème, qui concerne l'influence de V_{ds} et V_{qs} à la fois sur I_{ds} et I_{qs} donc sur le flux et le couple (*Figure II.1*). Il est donc nécessaire de réaliser un découplage [02].

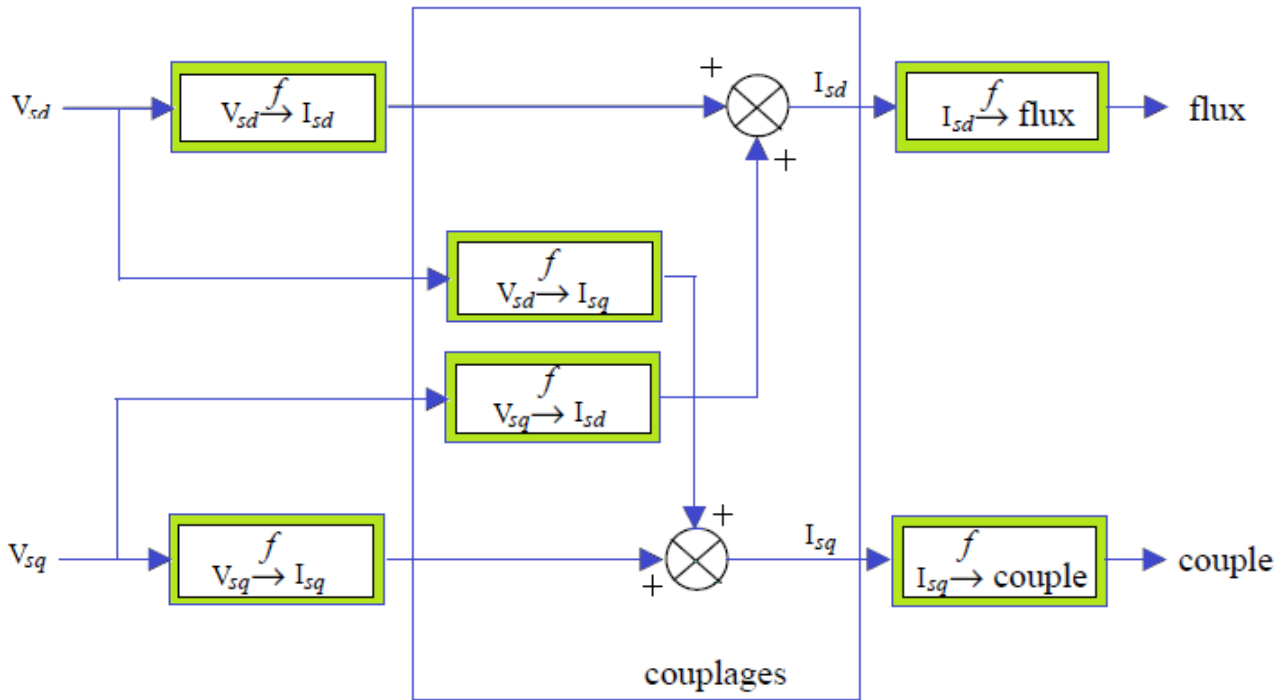


Figure.II-4: Description des couplages dans la MAS

II-4-1. Découplage entrée-sortie

Le but de ce découplage est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives [07].

Différentes techniques de découplage existent utilisant un régulateur, parmi elles le découplage par compensation.

a. Découplage par compensation

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables V_{sd1} et V_{sq1} telles que V_{sd1} n'agisse que sur I_{sd} et V_{sq1} sur I_{sq} [24].

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} + e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} + e_{sq} \end{cases} \tag{II.02}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} e_{sd} = -w_s \sigma L_s I_{sq} - R_r \frac{M}{L_r^2} \phi_r \\ e_{sq} = w_s \sigma L_s I_{sd} + \frac{M}{L_r} w_r \phi_r \end{cases} \tag{II.03}$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} .

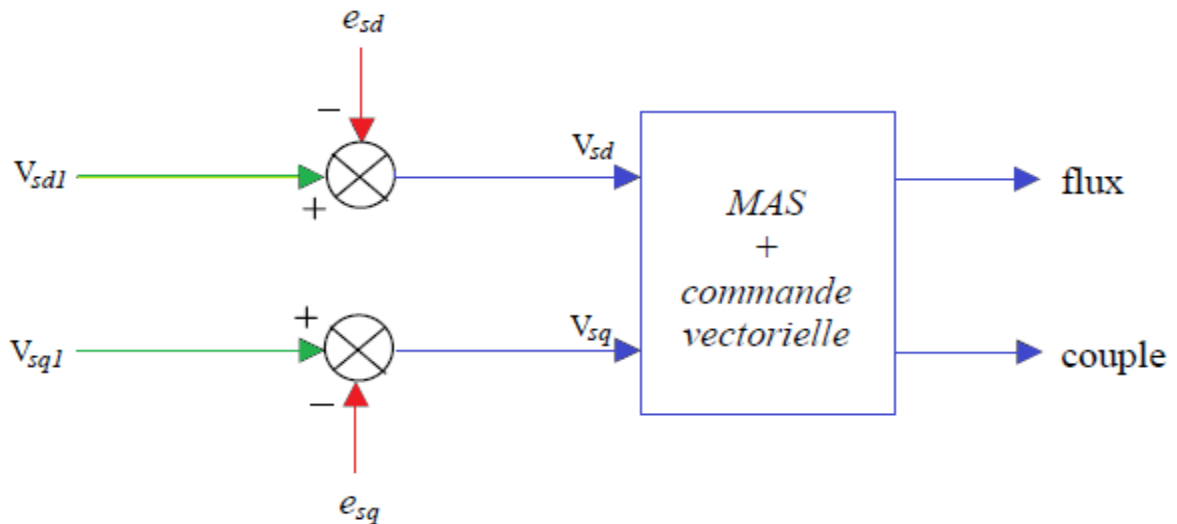


Figure.II-5: Représentation de la reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

Nous pouvons définir à présent un nouveau système pour lequel :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_r \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_r \left(\frac{M}{L_r} \right)^2 \right) I_{sq} \end{cases} \quad (II.04)$$

A partir de là, il n’y a plus de couplage sur les axes (d,q) ; les actions sur ces axes sont découplées.

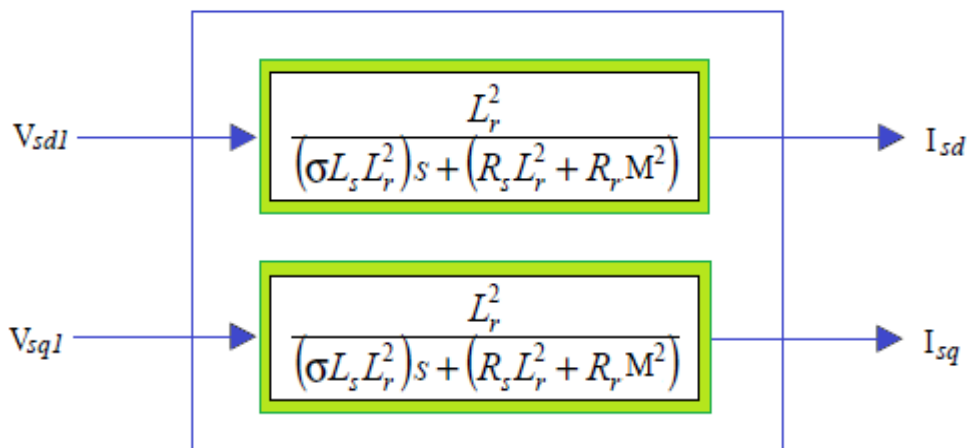


Figure.II-6 : Commande découplée avec les expressions de I_{sd} et I_{sq}

Cependant, nous pouvons obtenir le flux et le couple en les faisant apparaître de manière plus explicite.

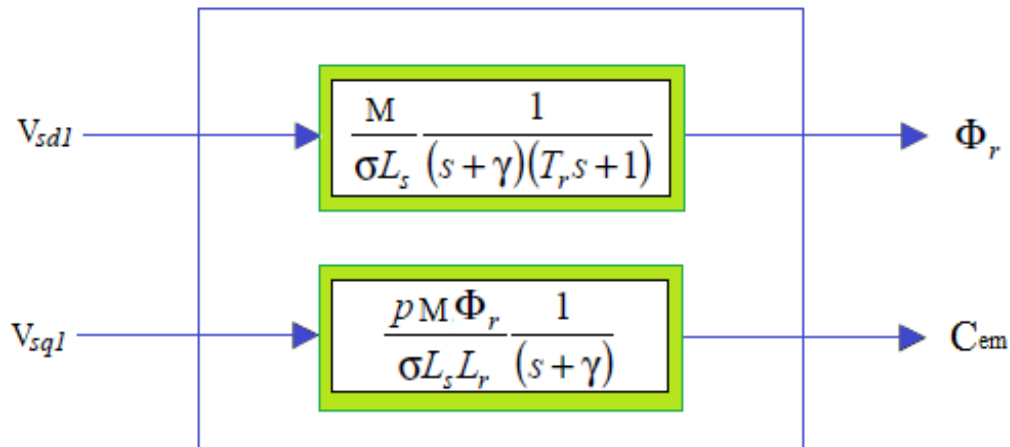


Figure.II-7: Commande découplée avec les expressions de ϕ_r et C_{em}

$$\text{Avec : } \gamma = \frac{R_s + R_r \left(\frac{M}{L_r}\right)^2}{\sigma L_s} \quad (\text{II.05})$$

b. Problèmes posés par le découplage

Il existe dans le découplage un risque d'instabilité si les paramètres du modèle évoluent et posent un problème de robustesse de la commande.

Dans notre cas, si celle-ci est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation de l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens telle qu'il y aurait renforcement de l'action, et donc une divergence du système. Une solution consiste par exemple, à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices [02].

II-4-2. Schéma du principe commande vectorielle

Le schéma est obtenu à partir du modèle du moteur et des équations du découplage. La position θ_s sur l'axe d par rapport au stator est obtenue en intégrant la pulsation statorique w_s .

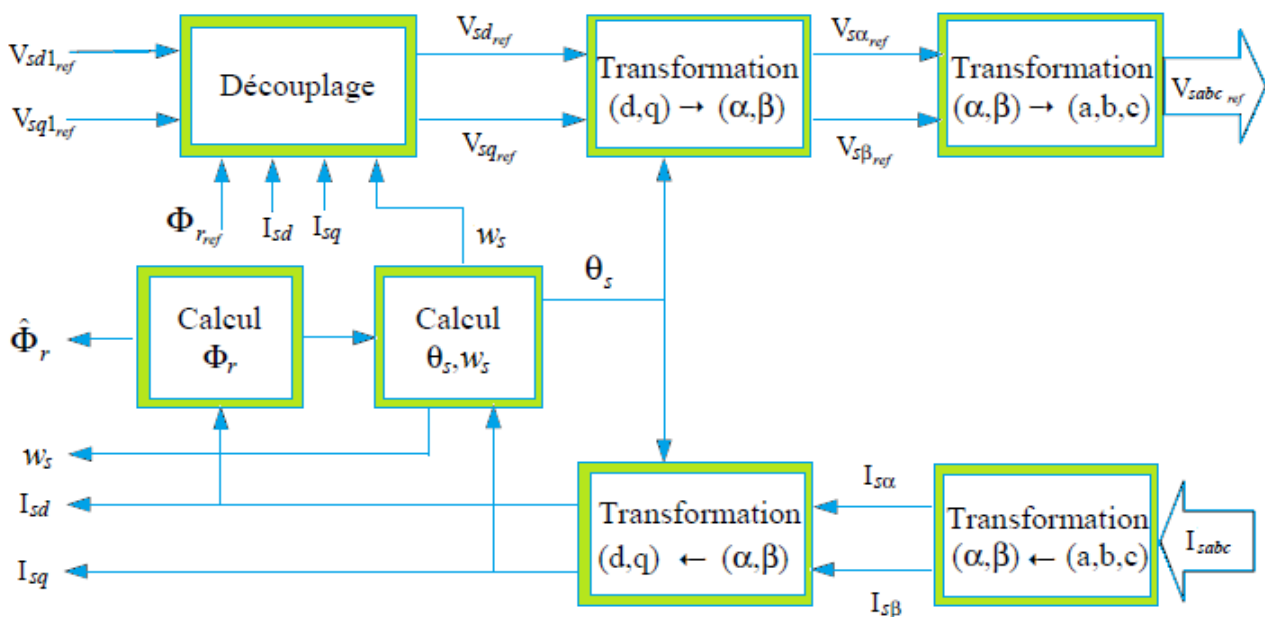


Figure.II-8: Schéma de principe d'une commande vectorielle

II-4-3. Détermination de ϕ_r et w_s

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût.

Le flux peut être reconstitué par :

- des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées.
- des estimateurs utilisés en boucle ouverte.

Nous déduisons que les flux rotorique peuvent être estimés à partir des courants statorique et de la vitesse du rotor.

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\alpha} - w\phi_{r\beta} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \phi_{r\beta} + w\phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (II.06)$$

Le module est donné par la relation suivante :

$$|\phi_r| = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \quad (II.07)$$

Le déphasage de l'axe direct par rapport au stator est donné par :

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right) \quad (II.08)$$

Nous obtenons alors :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad (\text{II.09})$$

II-4-4. Le bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine. Il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part, et d'autre part il permet d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale [07].

Les opérations à toutes vitesses caractérisant le fonctionnement optimal de la machine à induction sont réalisées pratiquement par un bloc de défluxage, voir *figure.II-8* [24]. Ce dernier est défini par la fonction non-linéaire suivante :

$$\begin{cases} \Phi_r = \Phi_{rnom} & \text{si } \Omega < \Omega_{nom} \\ \Phi_r = \frac{\Phi_{rnom}}{\Omega} \Omega_{nom} & \text{si } \Omega > \Omega_{nom} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Avec : Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominal.

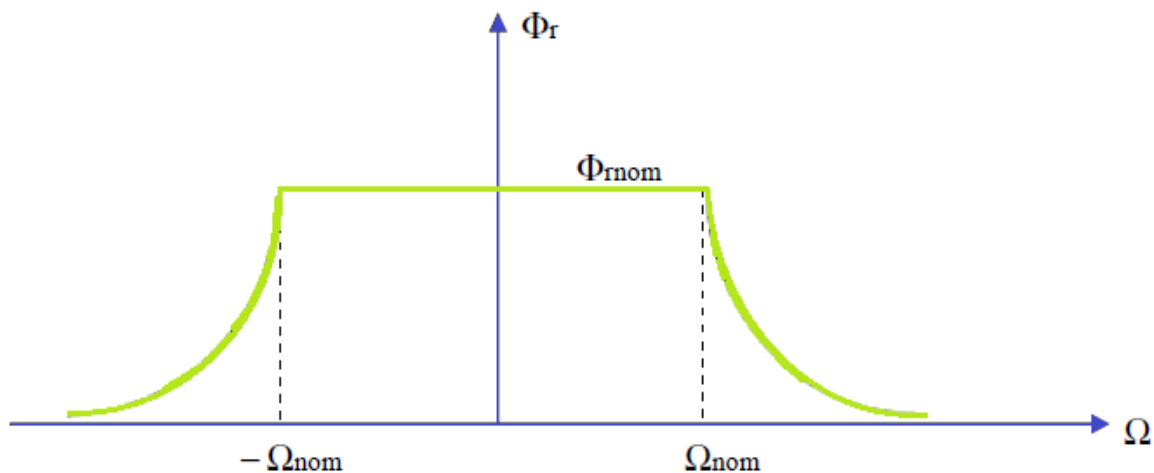


Figure.II-9: Le bloc de défluxage

II-5. La régulation

Dans notre étude nous utiliserons des régulateurs PI. Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle P assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent [13].

II-5-1. Conception des régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signal à pour suivre, et $y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler.

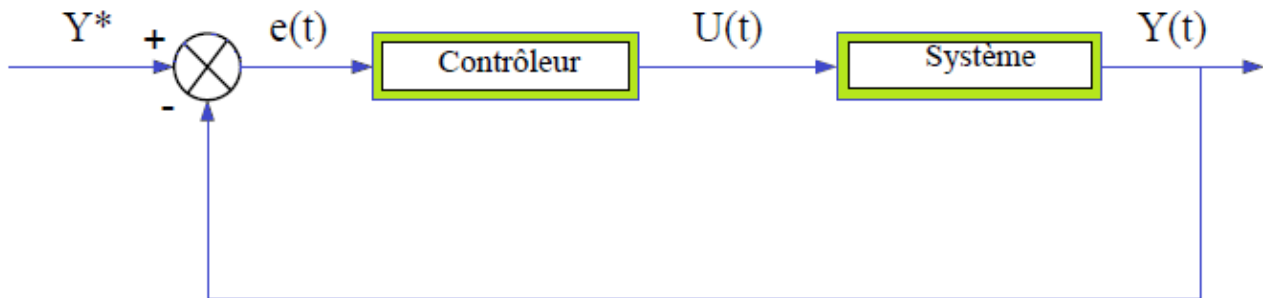


Figure.II-10: Représentation de la commande par PI

La loi de commande est :

$$u(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) \quad (\text{II.11})$$

a. Action Proportionnelle

- Si k_p est grand, la correction est rapide ; il y a risque de dépassement.
- Si k_p est petit, la correction est lente ; il y a moins de risque d'oscillations.

b. Action Intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action $u(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II-5-2. Caractéristiques des régulateurs

a. La stabilité

Un système bouclé doit être stable. Si les réactions du système de régulation sont énergétiques sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger, une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

b. La rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation). Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

c. La précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

II-5-3. Calcul des régulateurs

Dans notre commande il y a trois régulateurs PI, un pour la régulation de la vitesse et deux pour les courants I_{sd} et I_{sq} . Notons qu'une structure PI a été utilisée dans la boucle de régulation de la vitesse, elle est parfois bien meilleure que celle à régulateur PI classique [13].

a. Régulateur de vitesses

La dynamique de la machine en vitesse est donnée par l'équation mécanique, donc la régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

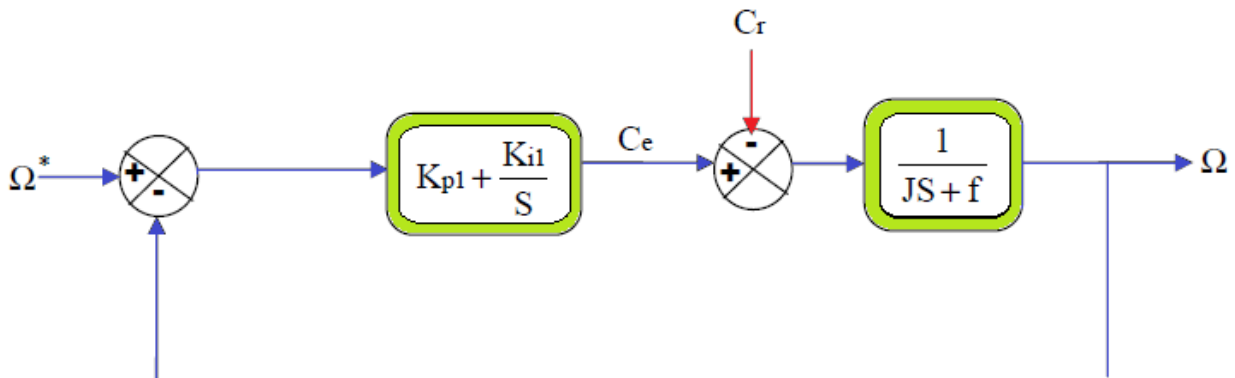


Figure.II-11: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée du schéma bloc est donnée par :

$$FTBF = \frac{\Omega}{\Omega^*} = \frac{\left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S}\right) \left(\frac{1}{JS + K_f}\right)}{1 + \left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S}\right) \left(\frac{1}{JS + K_f}\right)} = \frac{1 + \tau_1 S}{1 + \left(\tau_1 + \frac{K_f}{K_{i1}}\right) S + \frac{J}{K_{i1}} S^2} \quad (II.12)$$

Avec : $\tau_1 = \frac{K_{p1}}{K_{i1}}$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2^{ème} ordre et la forme canonique est la suivante :

$$\frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} S^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} S + 1} \quad (II.13)$$

En identifiant le dénominateur à la forme canonique, on obtient :

$$\begin{cases} \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{J}{K_{i1}} \\ \frac{2\xi}{\omega_n} = \tau_1 + \frac{K_f}{K_{i1}} = \frac{K_{p1} + K_f}{K_{i1}} \end{cases} \quad (II.14)$$

Pour un amortissement critique ($\xi = 1$), on aura :

$$\begin{cases} K_{i1} = \frac{4J}{\tau_1^2} \\ K_{p1} = \tau_1 K_{i1} \end{cases} \quad (II.15)$$

b. Régulateurs des courants

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont essentielles, nous nous intéressons au dimensionnement des régulateurs. Donc les deux régulateurs sont identiques.

Les boucles de régulation des courants I_{sd} et I_{sq} peuvent être représentées par la *figure.II-11* et *figure.II-12* :

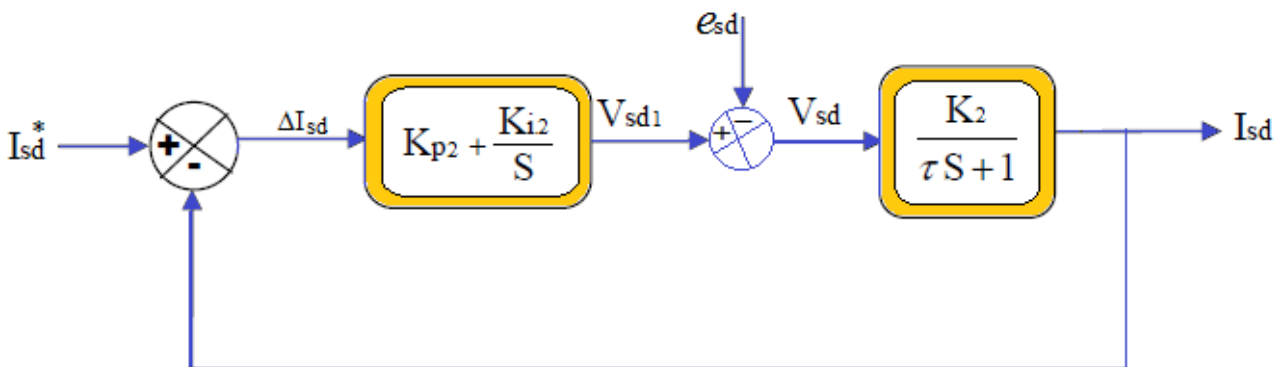


Figure.II-12: Boucle de régulation de courant I_{sd}

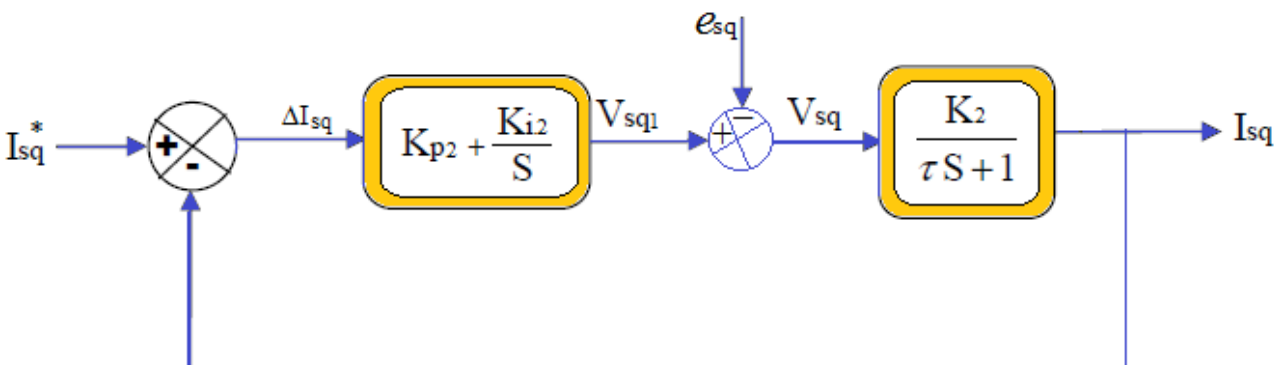


Figure.II-13: Boucle de régulation de courant I_{sq}

$$\text{Avec : } \begin{cases} K_2 = \frac{1}{R_s + R_r \left(\frac{M}{L_r}\right)^2} = \frac{1}{D_2} \\ \tau = \frac{1}{\gamma} = \frac{\sigma L_s}{R_s + R_r \left(\frac{M}{L_r}\right)^2} = \frac{1}{D_1 D_2} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Le schéma de la fonction de transfert des deux courants en boucle fermée peut être représenté comme suit :

Soit :

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{\tau}{K_2} = \frac{1}{D_1} \\ K_{i2} = \frac{1}{K_2} = D_2 \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

$$\text{On a : } G(S) = \frac{K_{p2}S + K_{i2}}{S} \quad (\text{II.18})$$

$$G(S) * H(S) = \frac{\left(\frac{\tau}{K_2}S + \frac{1}{K_2}\right)\frac{K_2}{\tau}}{S\left(S + \frac{1}{\tau}\right)} = \frac{S + \frac{1}{\tau}}{S\left(S + \frac{1}{\tau}\right)} = \frac{1}{S} \quad (\text{II.19})$$

La FTBF sera donc :

$$\text{FTBF} = \frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{\frac{1}{S}}{1 + \frac{1}{S}} = \frac{1}{S} \left(\frac{S}{S+1} \right) = \frac{1}{S+1} \quad (\text{II.20})$$

c. Régulateurs de flux

Si on se réfère du système d'équation (II-01), on a :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \quad (\text{II.21})$$

A partir de cette équation, on peut trouver la FTBO de $\frac{\phi_r}{I_{sd}}$

$$S\phi_r = \frac{M}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \quad (\text{II.22})$$

S représente l'opérateur de Laplace

En poursuivant la résolution de cette fonction de transfert on aboutit à :

$$H(S) = \frac{\frac{M}{T_r}}{S + \frac{1}{T_r}} \tag{II.23}$$

Le schéma fonctionnel est représenté ci-dessous :

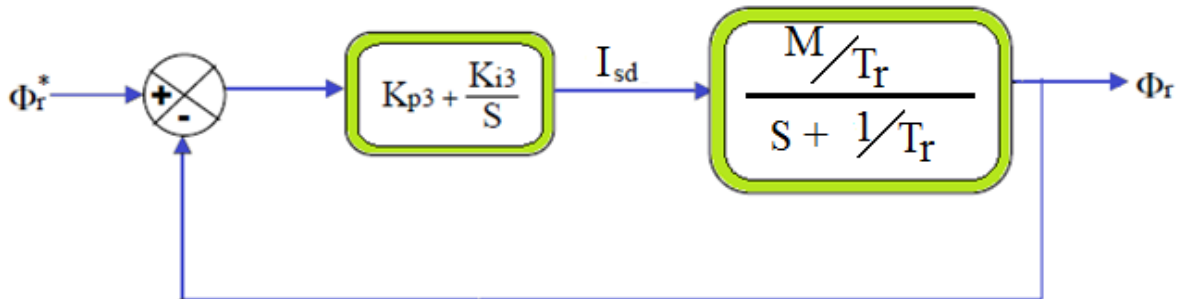


Figure.II-14 : Schéma fonctionnel de la régulation du flux

En boucle fermé, on aura donc :

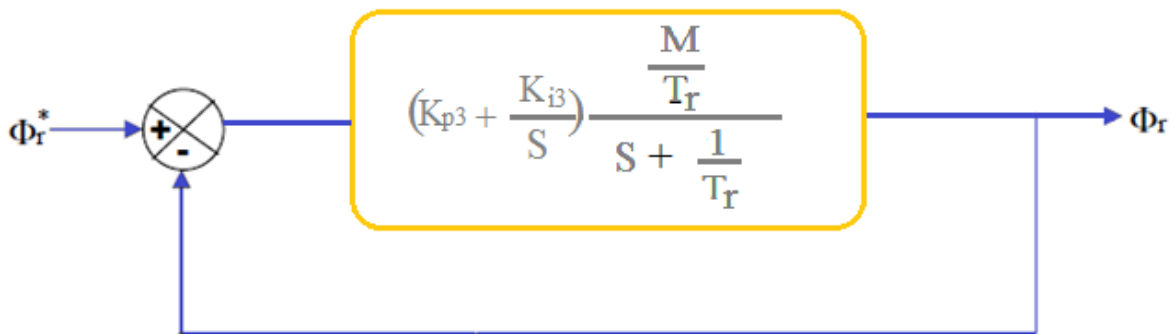


Figure.II-15 : Schéma fonctionnel simplifié de la régulation du flux

Si on pose

$$\begin{cases} K_{p3} = \frac{T_r}{M} \\ K_{i3} = \frac{1}{M} \end{cases} \tag{II.24}$$

$$G(S) = \frac{K_{p3}S + K_{i3}}{S} \tag{II.25}$$

$$G(S) * H(S) = \frac{1}{S} \tag{II.26}$$

A partir de là, on peut trouver la FTBF :

$$FTBF = \frac{G(S)*H(S)}{1 \pm G(S)*H(S)} \tag{II.25}$$

$$FTBF = \frac{\frac{1}{s}}{1+\frac{1}{s}} = \frac{1}{s+1} \tag{II.26}$$

C'est une fonction de transfert stable de pôle -1

→ Le schéma de l'ensemble des régulateurs est représenté ci-dessous :

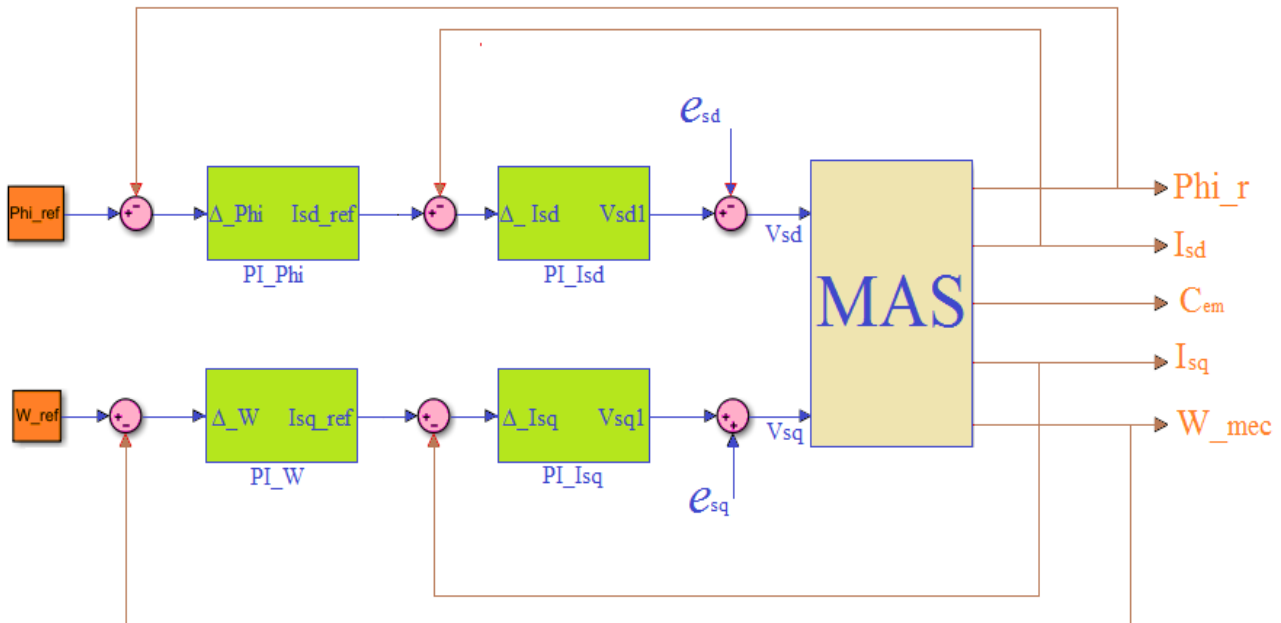


Figure.II-16: Structure globale de l'ensemble régulateur-MAS sur les axes d_q

II-6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts de la commande vectorielle et plus particulièrement la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone, cette commande assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple. Elle permet aussi l'obtention de performance statique et dynamique semblable à celles des machines à courant continu (MCC).

Elle consiste à l'utilisation de régulateurs classiques PI afin de régler les variables du moteur.

Les résultats obtenus suite à la simulation effectuée au dernier chapitre montrent que cette commande est sensible à la variation paramétrique (résistance rotorique).

Dans le chapitre qui suit, nous allons adopter une stratégie de contrôle permettant de reconstituer la vitesse rotorique et les résistances statorique et rotorique mutuellement à l'aide d'un observateur adaptatif basé sur la technique MRAS (Model Reference Adaptive System).

III-1. Introduction

Les grandeurs d'état utilisées pour l'élaboration de la commande de la MAS (flux, vitesse,...) sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou économiques (difficulté voir impossibilité de mesure, fragilité, encombrement, coût de montage et d'entretien,...). Les capteurs dédiés représentent le maillon faible de la chaîne ; on essaye donc de faire remplir leurs fonctions par des capteurs de grandeurs électriques (tension, courant,...) et d'algorithmes de calcul reconstituant les états de la machine, de tels outils portent l'appellation d'estimateurs et d'observateurs [09].

La méthode basée sur le système adaptatif à modèle de référence (MRAS) de l'anglais (Model Reference Adaptive System) a été prouvée que c'est l'une des meilleures techniques proposées par les chercheurs, ceci est dû aux grandes performances qu'elle présente en termes de fiabilité, de stabilité, et moins d'efforts de calculs [13].

Pour ce type d'observateur, l'estimation de la vitesse et de la position du rotor est basée sur l'erreur entre les grandeurs issues d'un modèle de référence (dans notre cas le modèle du moteur réel) et celles estimées par l'observateur comprenant l'évaluation de la vitesse et de la position du rotor comme modèle réglable. Un terme d'erreur utilisé dans un mécanisme d'adaptation est obtenu à partir de l'erreur d'estimation des flux rotoriques [25].

Après avoir expliqué le principe de base de l'observateur MRAS, nous donnerons dans ce chapitre quelques structures de base de cet estimateur et enfin associerons la commande vectorielle directe au MRAS-Mutuel.

III-2. Principe de l'estimation de la vitesse par l'approche MRAS

La MRAS a été initialement introduite pour la machine asynchrone par C Schauder. Le principe de la méthode MRAS se base sur l'utilisation de deux modèles l'un est le référentiel (la MAS) et l'autre est ajustable (l'observateur).

Le modèle de référence est indépendant de l'information sur la vitesse alors que le modèle adaptatif en dépend. Basé sur l'idée de Landau, qui a utilisé le critère de Popov sur l'hyperstabilité, les deux modèles sont comparés, et l'erreur qui s'en suit est introduite dans un mécanisme d'adaptation qui n'est d'autre qu'un régulateur PI générant ainsi la vitesse [26].

Dans les années 1950, les systèmes adaptatifs ont connu un développement théorique et pratique relativement importants. Pour minimiser l'erreur d'estimation, le mécanisme d'adaptation agit sur

certaines paramètres du système ajustable, selon une stratégie fixée par ce dernier. Les spécifications des MRAS résident dans le choix du modèle choisi par l'opérateur.

Sa structure est composée des deux modèles : un modèle de référence et un modèle adaptatif où s'ajustent les paramètres. Cette méthode autorise une grande rapidité d'implantation et conduit à des réalisations simples [27].

La Figure.III-1 illustre ce mécanisme d'adaptation.

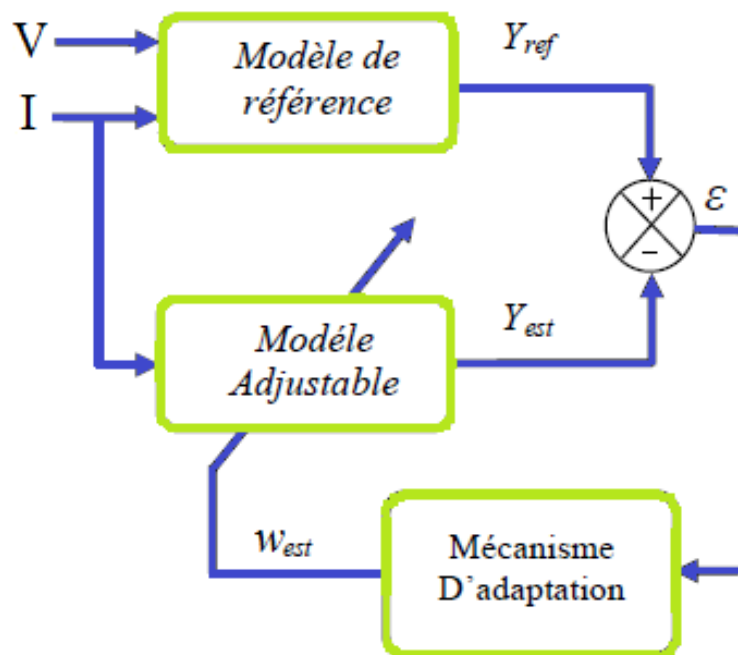


Figure.III-1 : Configuration de base de la méthode MRAS

Nous avons appliqué la méthode MRAS à la Machine pour l'estimation de la vitesse rotorique. L'observateur MRAS permettant l'estimation de la vitesse rotorique est réalisé à partir des courants et tensions mesurés dans un référentiel lié au rotor. C'est une méthode est assez robuste vis-à-vis des variations paramétriques du moteur. Des résultats expérimentaux pour l'estimation de la vitesse avec estimation de la position initiale témoignent la divergence de l'observateur pour un certain point de fonctionnement. Une technique proposée dans [28];[29], consiste à estimer la vitesse en utilisant la puissance réactive du stator. L'avantage de cette méthode d'estimation est l'indépendance vis-à-vis de la variation de la résistance statorique de la machine. Par contre, il dépend seulement de l'inductance en quadrature qui subit une légère variation au cours du fonctionnement. En effet, l'estimation de la position est de bonnes performances pour un fonctionnement à vitesse nulle.

Dans [30], les auteurs étudient la commande sans capteur de vitesse ou de position d'une machine synchrone (MS), dans le but de garder les performances obtenues avec le fonctionnement

avec capteur, en utilisant une estimation de la vitesse du rotor à partir du FKE (Filtre de Kalman Etendu) puis à travers un modèle adaptatif avec modèle de référence.

Ils concluent que l'utilisation de la méthode MRAS est beaucoup plus simple avec un temps d'exécution plus rapide, par contre les variables d'état estimées du système sont moins précises.

Enfin, des résultats de simulation seront présentés pour un fonctionnement à faible vitesse. Dans la suite de notre travail, nous développerons cette méthode pour estimer la vitesse du rotor de la MAS.

III-3. Les différentes structures d'estimation de l'observateur MRAS

Selon le choix du variable de sortie Y, on peut dénombrer plusieurs structures du MRAS (MRAS basé sur le flux rotorique, sur l'estimation de la f.e.m, sur la puissance réactive instantanée, sur le courant statorique, sur la résistance statorique ou rotorique, sur l'estimation simultanée de la vitesse et des résistances...)

III-3-1. MRAS basé sur le flux rotorique

Le principe d'un estimateur de vitesse avec MRAS basé sur les flux rotoriques consiste en la comparaison des sorties de deux estimateurs de flux, obtenues par des formulations différentes. Le premier estimateur est fondé sur les équations statoriques définissant un modèle en tension, indépendant de la vitesse à estimer, il est appelé modèle de référence. Le deuxième, dit modèle ajustable ou adaptatif, est quant à lui décrit par les équations rotoriques, il définit un modèle en courant lié explicitement à la vitesse. Pour les deux modèles, l'estimation des composantes du flux rotorique est basée uniquement sur la mesure des tensions et des courants statoriques exprimés dans le repère (α, β) [31].

a. Modèle de référence

Le modèle de référence est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(V_{s\beta} - R_s I_{s\beta} - \sigma L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (\text{III.01})$$

b. Modèle adaptatif

Le modèle adaptatif (ou ajustable) est déterminé par le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\hat{\phi}_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\alpha} - \hat{\omega}_r\hat{\phi}_{r\beta} + \frac{M}{T_r}I_{s\alpha} \\ \frac{d\hat{\phi}_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{T_r}\hat{\phi}_{r\beta} + \hat{\omega}_r\hat{\phi}_{r\alpha} + \frac{M}{T_r}I_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.02})$$

Après comparaison, un mécanisme d'adaptation prend en entrée un signal d'erreur significatif de l'écart existant entre les deux estimateurs de flux, ce signal est défini par :

$$e_{\phi_r} = (\phi_{r\beta}\hat{\phi}_{r\alpha} - \phi_{r\alpha}\hat{\phi}_{r\beta}) \quad (\text{III.03})$$

Cet organe a pour objectif de générer la valeur de la vitesse estimée, à réintroduire dans le modèle ajustable afin d'annuler l'erreur entre les deux modèles d'estimation du flux. Il doit donc faire converger cette erreur vers zéro, en fournissant une réponse rapide et en garantissant la stabilité du système. C. Schauder étudie la stabilité de cet algorithme en appliquant le critère dit de l'hyperstabilité. Enfin la vitesse estimée peut être exprimée par une loi de type proportionnelle et intégrale donnée par la relation suivante :

$$\hat{\omega}_r = k_p e_{\phi_r} + k_i \int e_{\phi_r} dt \quad (\text{III.04})$$

Avec k_p et k_i des gains (proportionnel et intégral).

La figure.III-2 représente la structure de l'estimateur MRAS basé sur le flux rotorique.

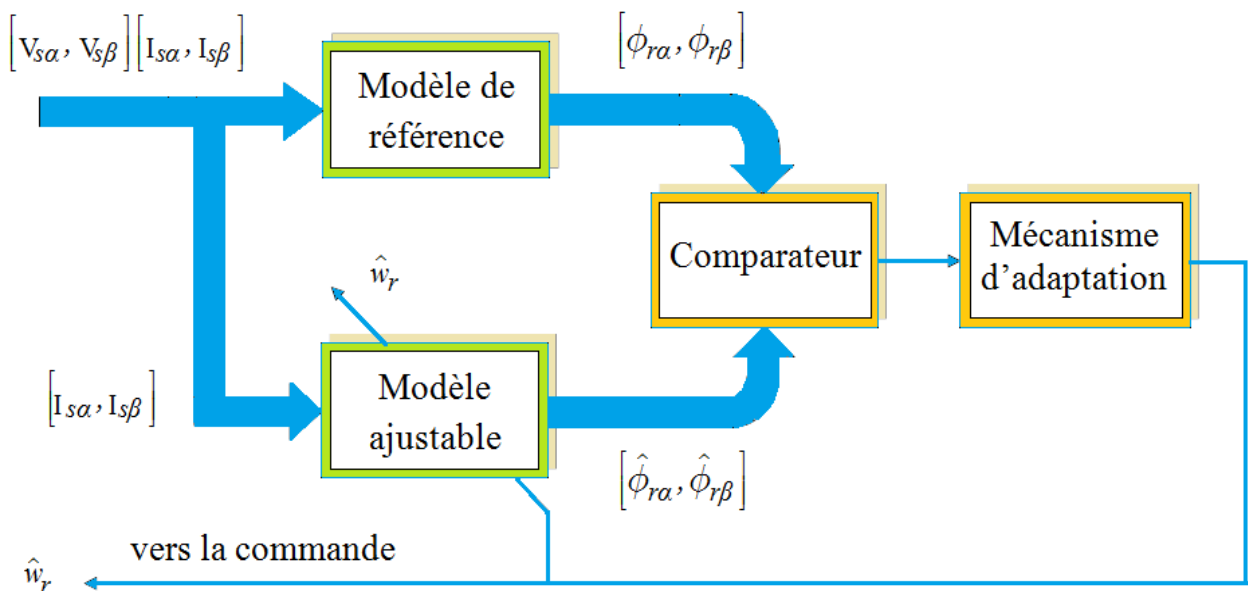


Figure.III-2 : Structure de l'estimateur MRAS basé sur le flux rotorique

III-3-2. MRAS-Mutuel basé sur le flux rotorique

L’approche du MRAS-Mutuel basée sur les flux rotoriques permet l’estimation simultanée des valeurs de la vitesse et de la résistance statorique du moteur asynchrone. Pour l’estimation de la vitesse, de manière identique au MRAS classique, le modèle en tension est utilisé comme modèle de référence et le modèle en courant sert de modèle ajustable.

Deux mécanismes d’adaptation sont alors nécessaires pour minimiser l’écart entre les deux modèles en faisant converger les erreurs respectives asymptotiquement vers zéro.

V. Vasis et Al dans [32] ont proposé deux lois pour définir les mécanismes d’adaptation devant estimer la vitesse rotorique et la résistance du stator en ligne :

$$\hat{\omega}_r = k_{pw_r} e_{\phi_r} + k_{iw_r} \int e_{\phi_r} dt \tag{III.05}$$

$$\hat{R}_s = k_{pR_s} e_{R_s} + k_{iR_s} \int e_{R_s} dt \tag{III.06}$$

k_{pw_r} , k_{pR_s} et k_{iR_s} , k_{iw_r} sont les gains des deux contrôleurs PI formant les mécanismes d’adaptation.

Les signaux d’erreurs e_{ϕ_r} et e_{R_s} , résultats de la comparaison des sorties des deux estimateurs de flux, sont exprimées par les relations suivantes :

$$e_{\phi_r} = (\hat{\phi}_{r\beta v} \hat{\phi}_{r\alpha l} - \hat{\phi}_{r\alpha v} \hat{\phi}_{r\beta l}) \tag{III.07}$$

$$e_{R_s} = I_{s\alpha} (\hat{\phi}_{r\alpha v} - \hat{\phi}_{r\alpha l}) + I_{s\beta} (\hat{\phi}_{r\beta v} - \hat{\phi}_{r\beta l}) \tag{III.08}$$

Les flux $\hat{\phi}_{r\alpha v}$, et $\hat{\phi}_{r\beta v}$ étant les composantes du flux rotorique fournies par l’estimateur basé sur le modèle en tension, alors que $\hat{\phi}_{r\alpha l}$, et $\hat{\phi}_{r\beta l}$ sont celles délivrées par l’estimateur basé sur le modèle en courant.

Dans le double objectif d’améliorer la précision de cet estimateur et de retrouver le découplage entre le flux et le couple, lorsque la valeur de la résistance rotorique varie, une proposition sur une extension à la version initiale du MRAS-Mutuel est développée par V.Vasis et Al. En effet, la commande à flux rotorique orienté est très sensible aux variations de la résistance rotorique. D’autre part, la valeur de la constante de temps rotorique existe explicitement dans les équations du modèle en courant, ce qui affecte la précision de l’estimateur. Il est donc nécessaire d’intégrer l’estimation de la résistance rotorique afin d’obtenir une commande robuste et une bonne qualité d’estimation de la vitesse.

En supposant que les enroulements du moteur soient à la même température, ses résistances varieront de manière proportionnelle. La valeur de la résistance du rotor peut alors être calculée par la relation suivante :

$$\hat{R}_r = \hat{R}_s \frac{R_{rn}}{R_{sn}} \tag{III.09}$$

R_{sn} et R_{rn} représentant respectivement les valeurs nominales des résistances statorique et rotorique. Cette hypothèse permet de déduire la valeur de la résistance rotorique à partir de la seule estimation de la résistance statorique, ce qui simplifie la commande et réduit son coût algorithmique.

La figure.III-3 ci-dessous illustre la nouvelle structure de l'estimateur MRAS-Mutuel :

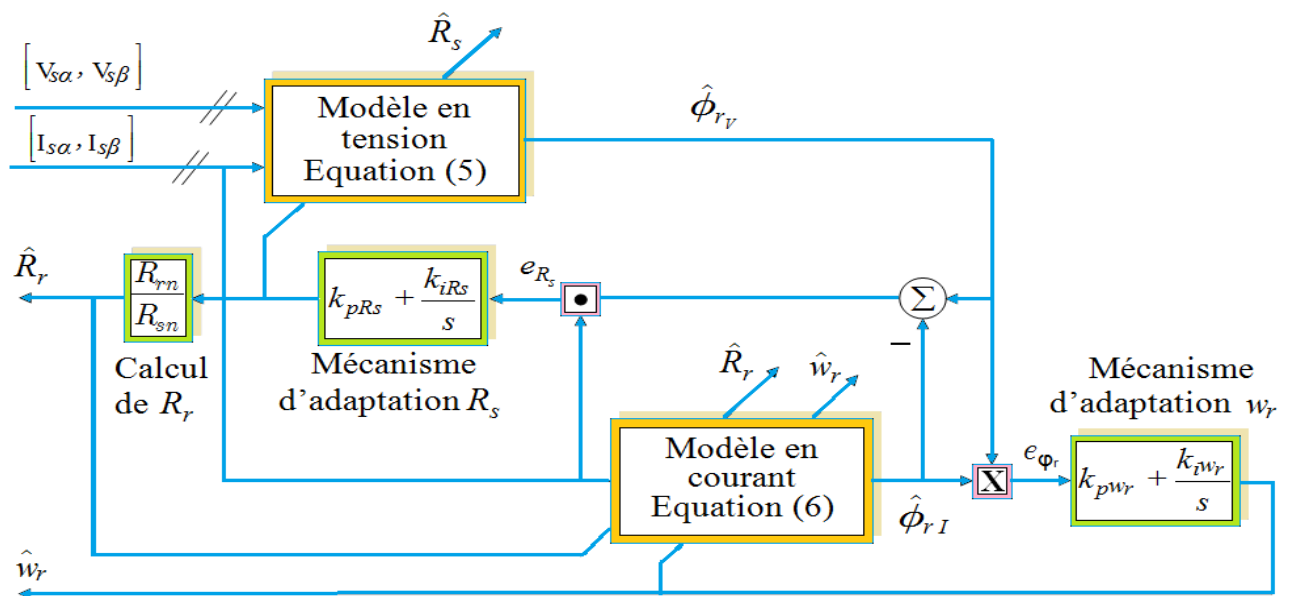


Figure.III-3: Structure de l'estimateur MRAS-Mutuel basée sur le flux rotorique

III-3-3. MRAS basé sur le courant statorique

La technique MRAS basée sur le courant statorique qu'on utilise comme variable d'état pour estimer la vitesse, a été proposée par Woo Park. Cette technique peut produire rapidement l'estimation de vitesse [26].

Le courant du stator est exprimé à partir des équations ci-dessous :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \frac{1}{M} \left(\phi_{r\alpha} + w_r T_r \phi_{r\beta} + T_r \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} \right) \\ I_{s\beta} = \frac{1}{M} \left(\phi_{r\beta} - w_r T_r \phi_{r\alpha} + T_r \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} \right) \end{cases} \tag{III.10}$$

En utilisant la vitesse estimée, le courant statorique peut être exprimé par :

$$\begin{cases} \hat{I}_{s\alpha} = \frac{1}{M} \left(\phi_{r\alpha} + \hat{\omega}_r T_r \phi_{r\beta} + T_r \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} \right) \\ \hat{I}_{s\beta} = \frac{1}{M} \left(\phi_{r\beta} - \hat{\omega}_r T_r \phi_{r\alpha} + T_r \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (III.11)$$

Et en faisant la différence entre les deux courants, nous obtenons :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} = \frac{1}{M} T_r \phi_{r\beta} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \\ I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta} = -\frac{1}{M} T_r \phi_{r\alpha} (\omega_r - \hat{\omega}_r) \end{cases} \quad (III.12)$$

On peut à présent multiplier l'équation (III.07) par le flux rotorique, nous obtenons :

$$(I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha})\phi_{r\beta} + (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta})\phi_{r\alpha} = \frac{T_r}{M} (\omega_r - \hat{\omega}_r) (\phi_{r\beta}^2 - \phi_{r\alpha}^2) \quad (III.13)$$

L'erreur de la vitesse du rotor est obtenue par :

$$\omega_r - \hat{\omega}_r = n \left[(I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha})\phi_{r\beta} + (I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta})\phi_{r\alpha} \right] \quad (III.14)$$

Avec
$$n = \frac{M}{T_r} \frac{1}{\phi_{r\beta}^2 - \phi_{r\alpha}^2}$$

A partir de l'équation (III.9), l'erreur de l'estimation de vitesse peut être calculée du courant du stator et le flux de rotor. Cette erreur est alors appliquée à un contrôleur PI qui contrôlera la vitesse estimée en annulant cette erreur. La *Figure III.4* montre le schéma bloc de cette méthode.

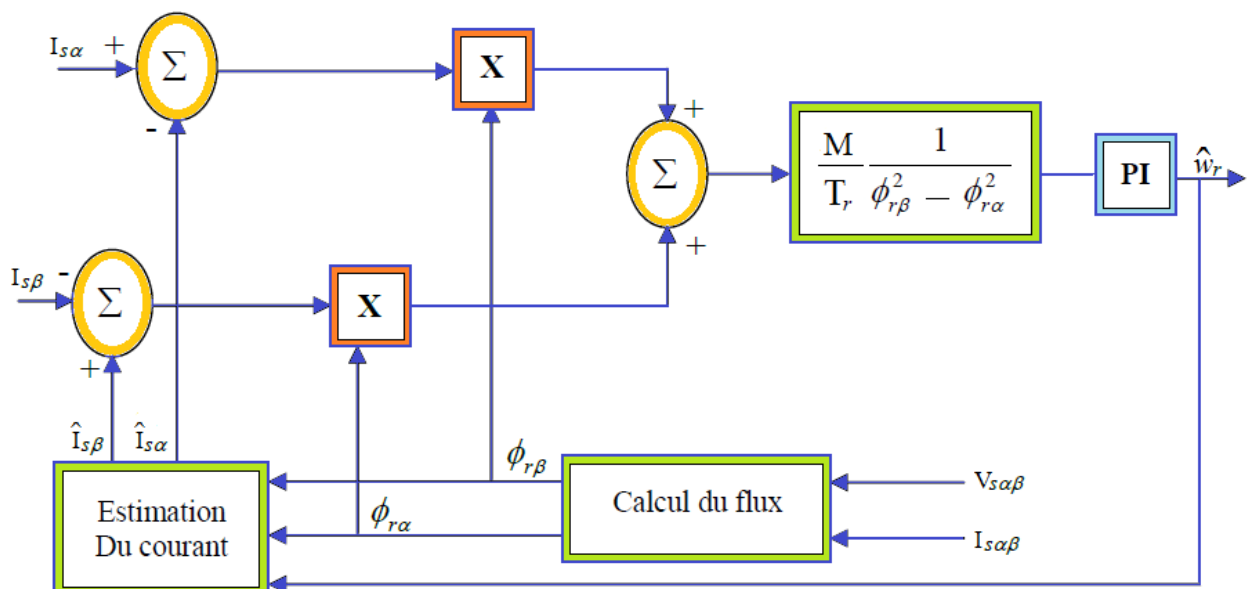


Figure.III-4: Le MRAS basée sur le courant statorique

III-4. Commande vectorielle directe associée à l'observateur MRAS-Mutuel

Obtenir une commande vectorielle sans capteur mécanique de haute performance nécessite une estimation parallèle de la vitesse et celles des paramètres de la machine essentiellement la résistance rotorique qui varie pendant le fonctionnement du moteur. Il est clair que lorsque ce paramètre varie, le découplage entre les composantes du flux et du courant produisant le couple ne sera plus assuré et par la suite la performance de la machine se détériore.

Pour pallier au problème de changement de la résistance rotorique pendant le fonctionnement, une estimation simultanée de la vitesse et de la résistance rotorique est nécessaire. La méthode adaptative du modèle de référence (Model Reference Adaptive System : MRAS) est utilisée pour l'estimation de la vitesse et des résistances statorique et rotorique en vue de la commande par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone. Les modèles, de référence ainsi que le modèle ajustable développé dans un repère liés au stator sont utilisés pour l'estimation simultanée à partir uniquement de la connaissance des courants et des tensions statoriques. L'erreur entre les deux modèles est introduite dans un mécanisme d'adaptation qui est conçu pour assurer la stabilité de la méthode MRAS.

Le modèle complet de la commande vectorielle composée de l'estimateur MRAS-Mutuel est décrit dans la Figure III-5.

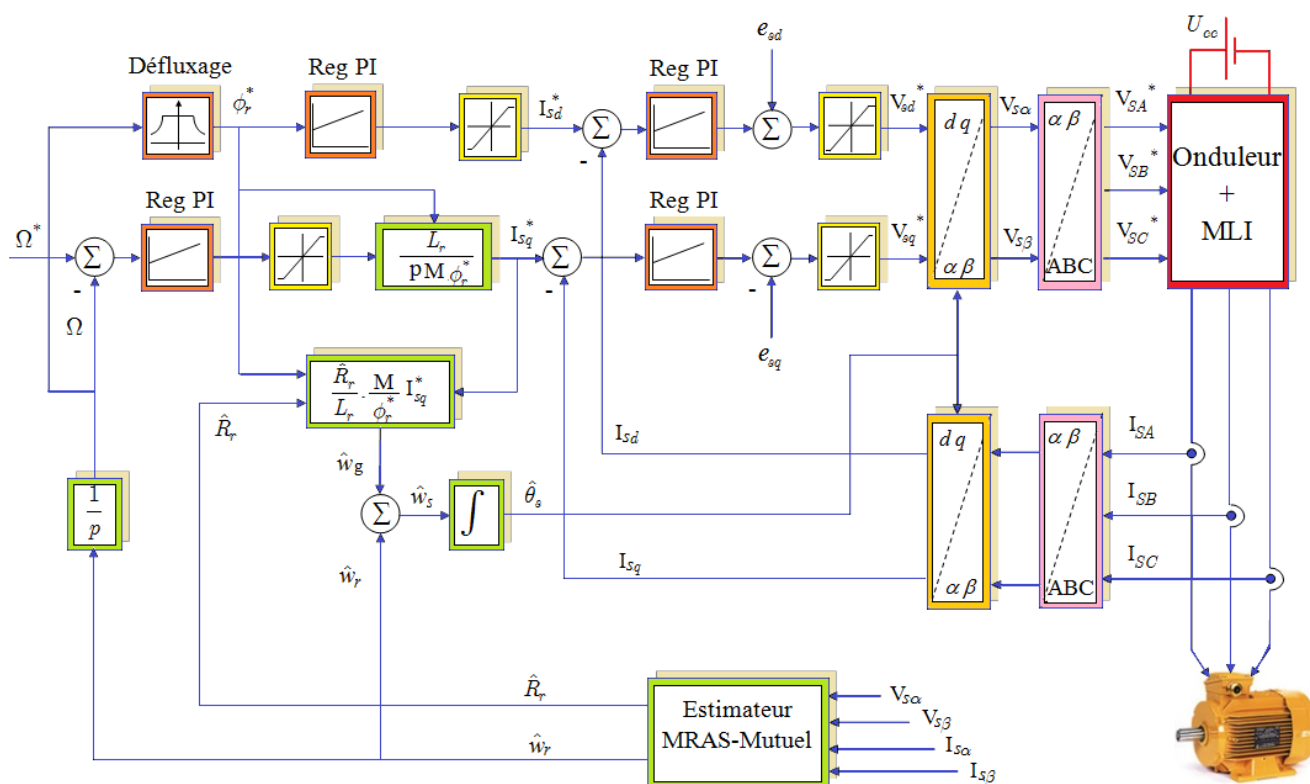


Figure.III-5: Modèle de la commande vectorielle composée de l'estimateur MRAS-Mutuel

III-5. Conclusion

Dans ce chapitre, on a exposé la technique MRAS présentée dans la littérature pour l'estimation du module du flux rotorique et de la vitesse de la MAS. Les grandeurs estimées fournies par cette méthode remplacent celles fournies par des capteurs de la machine.

Cette étude est consacrée à la synthèse d'une commande vectorielle sans capteur pour un moteur asynchrone. L'estimateur proposé est basé sur l'approche du MRAS-Mutuel qui intègre l'estimation simultanée de la vitesse de rotation ainsi que celle des résistances statorique et rotorique. L'objectif étant, non seulement de supprimer le capteur mécanique de vitesse, mais également d'adapter automatiquement les régulateur lors des variations des résistances du moteur.

Cette méthode peut trouver une utilisation pratique dans de nombreuses applications pour systèmes d'entraînement à vitesse variable et sans capteur mécanique.

Dans le chapitre suivant, nous effectuerons des simulations.

IV-1. INTRODUCTION

La simulation est une forme particulière de l'expérience ou l'expérimentation qui n'agit pas sur le processus réel mais sur une représentation (modèle) des constituants physiques [15];[17].

Une fois le modèle de la machine asynchrone établi, nous pouvons aborder l'aspect lié à la simulation de celle-ci en utilisant le logiciel MATLAB r2017a version 9.2. Ce qui va nous permettre de mettre en évidence le comportement du moteur asynchrone.

Dans le présent chapitre, la simulation est effectuée dans différentes conditions de fonctionnement, à travers plusieurs sessions de simulation de l'ensemble Régulateur-Moteur-Estimeur, une synthèse des graphiques des variables dynamiques (couple, vitesse, courants et flux) avec et sans observateur.

L'absence de l'observateur suppose la disposition du capteur mécanique de vitesse afin que les régulateurs puissent réajuster les valeurs à contrôler selon la consigne constante ou variable à l'entrée.

L'absence du capteur mécanique exige donc la disposition d'un indicateur (l'estimateur) de la valeur réelle de la vitesse du moteur [10].

La première partie de notre est consacrée à la simulation sans observateur, et dans la deuxième partie nous tiendrons en compte de l'estimateur MRAS-Mutuel. Dans les deux cas, nous choisirons la consigne constante puis variable.

IV-2. Présentation de l'environnement MATLAB

Le MATLAB est un logiciel destiné principalement au calcul scientifique, à la modélisation et à la simulation. Le noyau de calcul est associé à l'environnement SIMULINK, permettant une modélisation basé sur des schémas-blocs.

Des bibliothèques spécialisés sont disponibles ('Toolboxes') pour la plus part des domaines des sciences et techniques nécessitant des moyens de calcul importants : électrotechnique, automatique, traitement du signal, télécommunication, mathématiques appliquées...

Des modules temps réel développés autour des produits dSPACE (Real Time Interface, TRACE, COCPIT) sont également proposés et rendent l'environnement de travail particulièrement attractif : l'utilisateur dispose en effet de tous les outils nécessaires à l'élaboration d'une application sur les procédé réels, de la simulation à la supervision [02].

IV-3. Simulation de la commande vectorielle sans l'observateur MRAS-Mutuel

Nous avons mis en évidence les performances dans le repère de *Park* des régulateurs de flux, de vitesse et des courants qui assurent un découplage entre le flux et le couple de la machine. La *figure.IV-1* représente un schéma bloc de la commande par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone établie sur SIMULINK. Par la suite, les résultats de la simulation seront présentés afin de les interpréter. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe.

IV-3-1. Modèle SIMULINK

Notre modèle de machine sur SIMULINK est représenté comme suit :

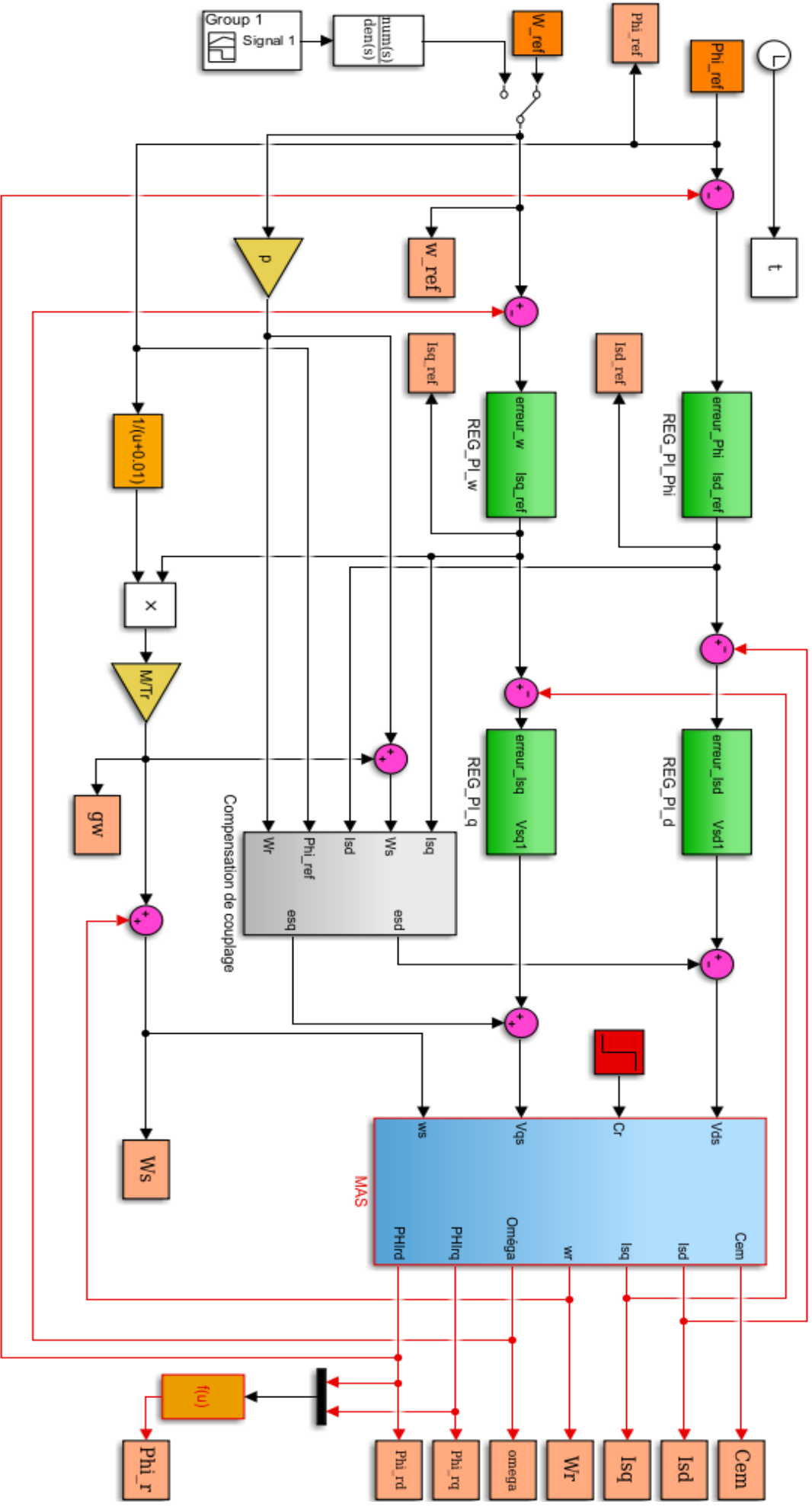


Figure-IV-1 : Modèle Simulink de la commande vectorielle sans MRAS-Mutuel de la MAS

IV-3-2. Représentation des résultats

Pour simuler le comportement des grandeurs électriques, magnétiques et mécaniques de la MAS, on démarre la machine à vide puis on insère un couple de charge, à l'instant $t=4s$.

a. A vide

➤ Vitesse constante : $\Omega_{ref} = 30 \text{ rad/s}$

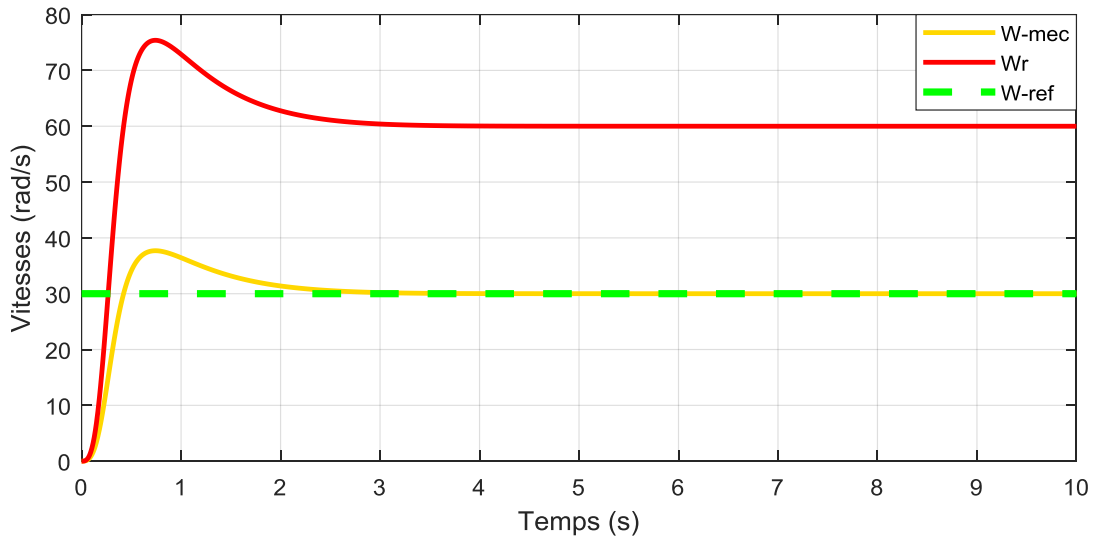


Figure.IV-2 : Allure des vitesses mécanique, électrique et de référence

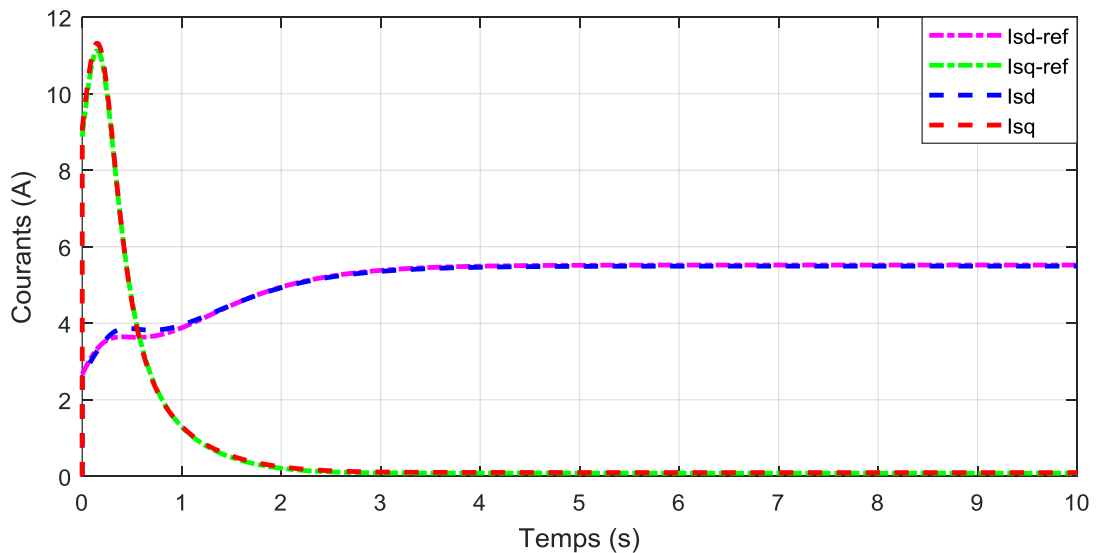


Figure.IV-3 : Représentation des allures des courants et leurs références

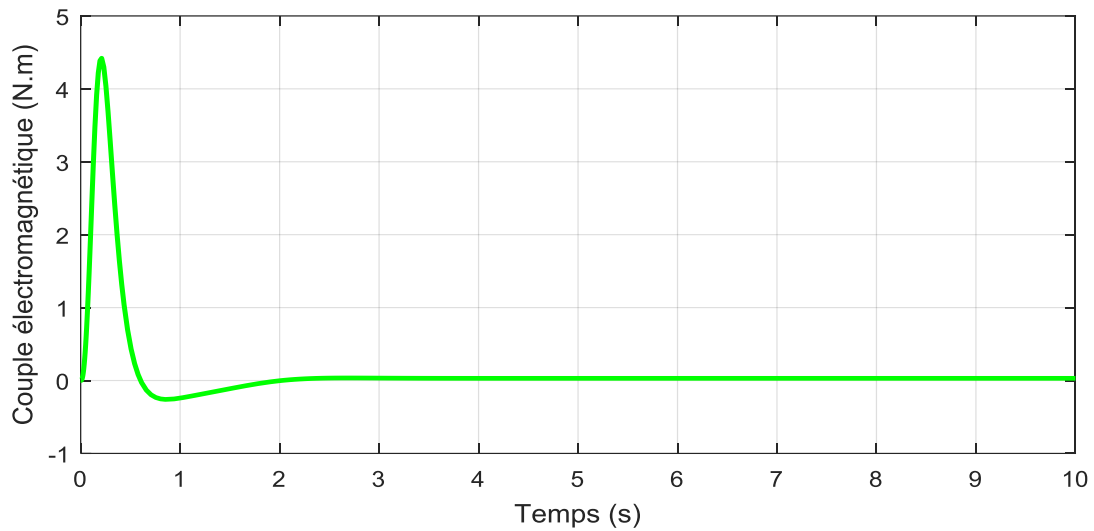


Figure.IV-4 : Variation du couple électromagnétique

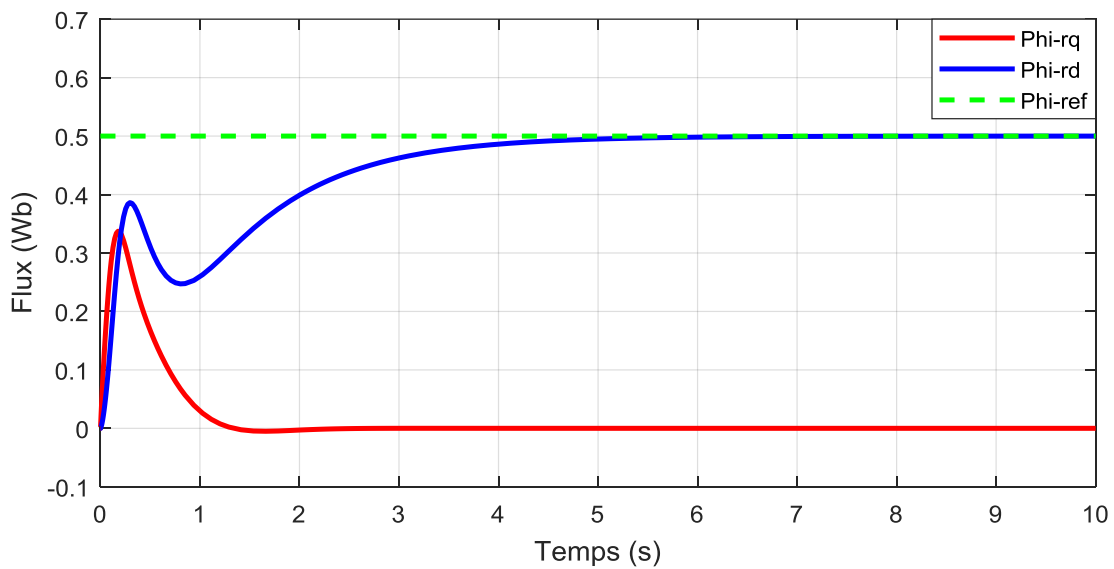


Figure.IV-5 : variations des flux

➤ Vitesse variable

$$\begin{cases} \Omega_{ref} = 0 \text{ pour } t = [0; 2] \\ \Omega_{ref} = 60 \text{ pour } t = [2; 6] \\ \Omega_{ref} = 20 \text{ pour } t = [6; 10] \end{cases}$$

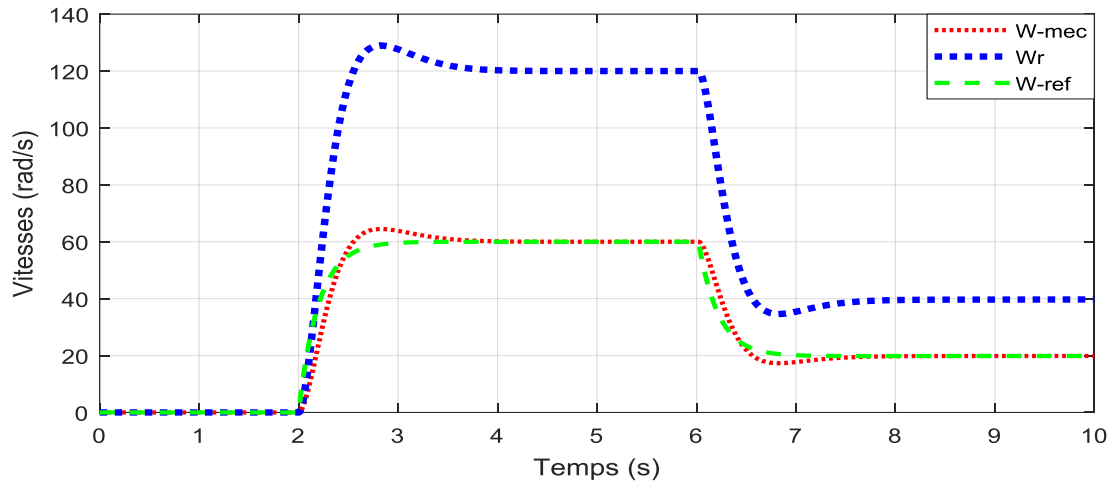


Figure.IV-6 : Allures des vitesses avec variation de la référence

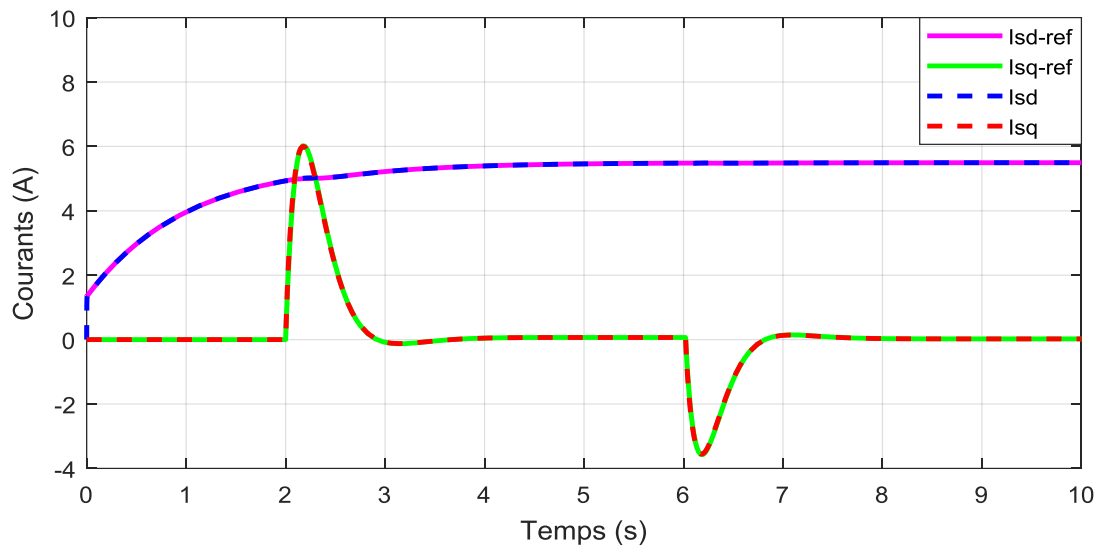


Figure.IV-7 : Allures des courants à vitesse variable

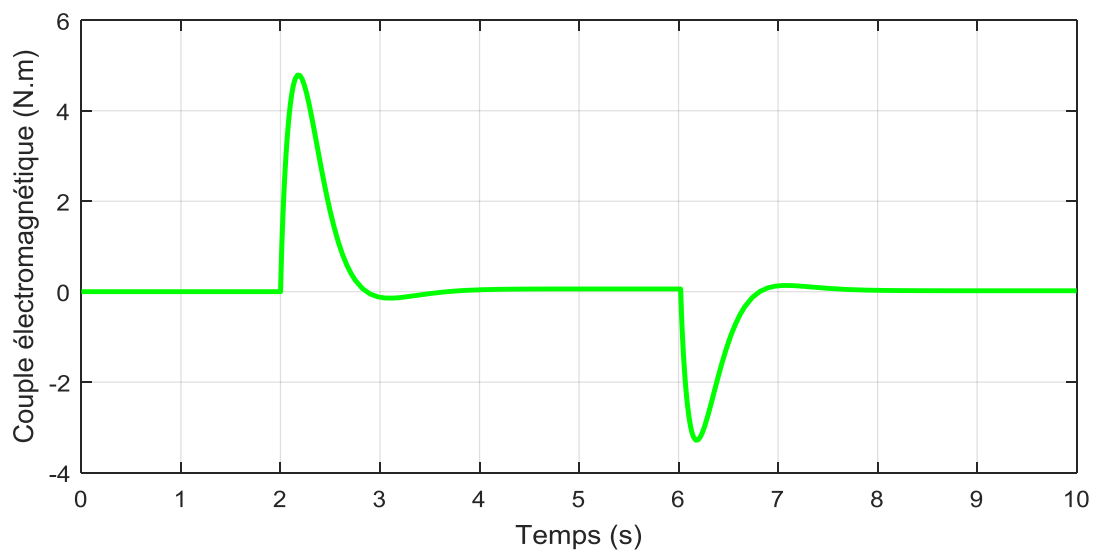


Figure.IV-8 : Variation du couple électromagnétique à vitesse variable

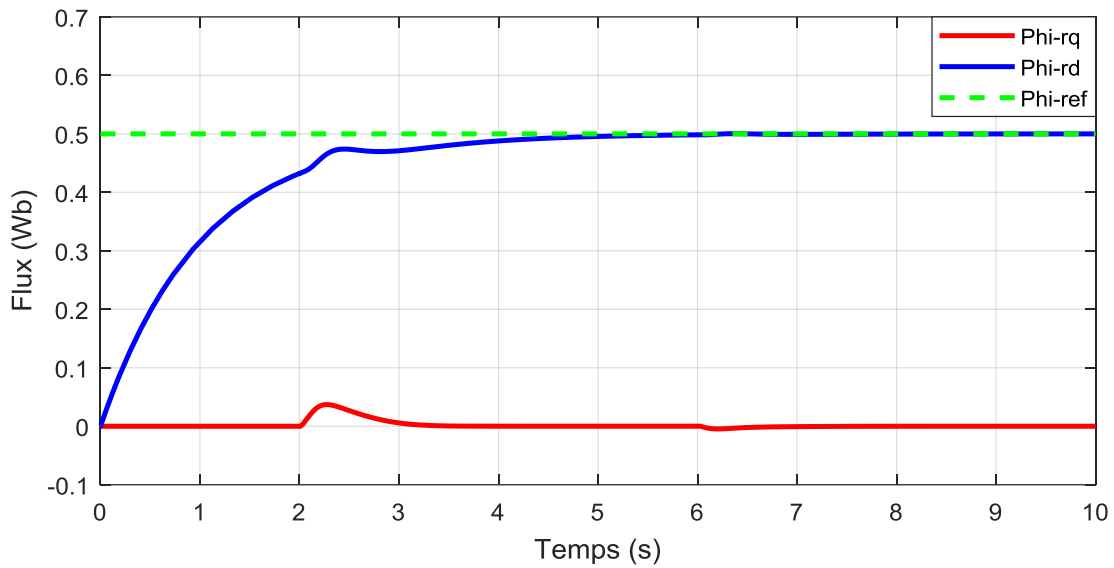


Figure.IV-9 : variations des flux à vitesse variable

b. En charge

$C_r = 2 \text{ Nm}$ à $t = 4 \text{ s}$

➤ Vitesse constante : $\Omega_{ref} = 30 \text{ rad/s}$

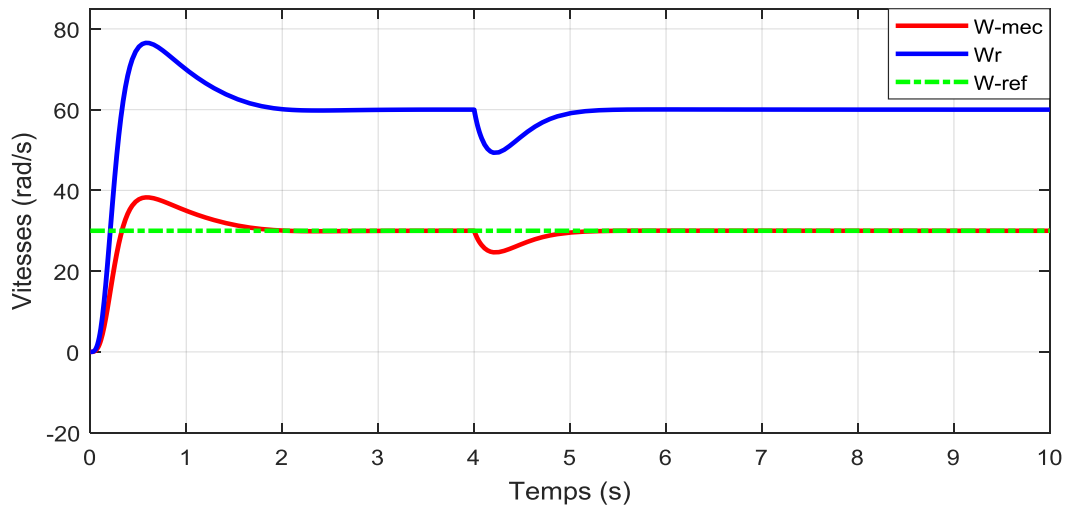


Figure.IV-10 : Allure des vitesses (en charge)

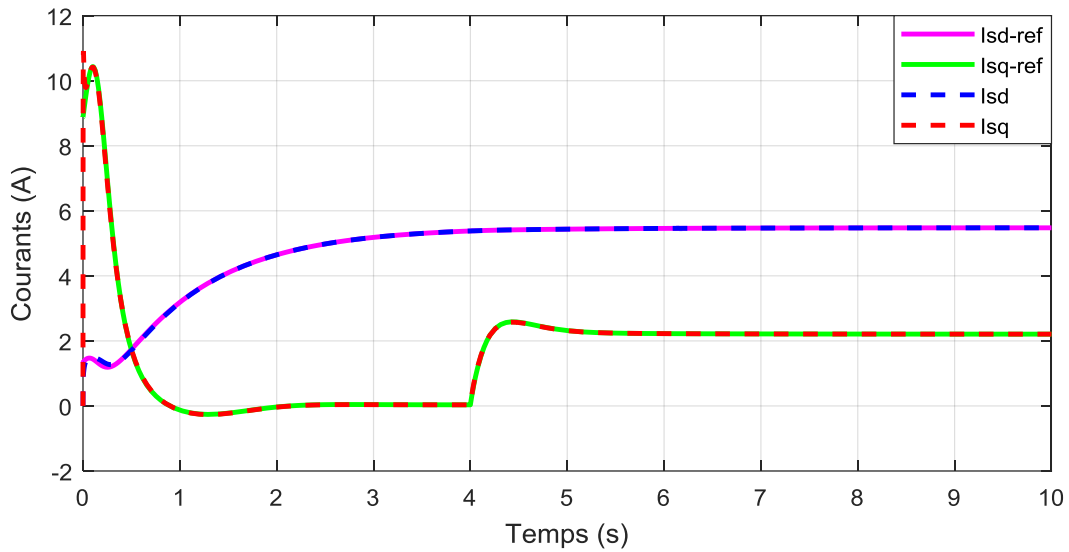


Figure.IV-11 : Allures des courants (en charge)

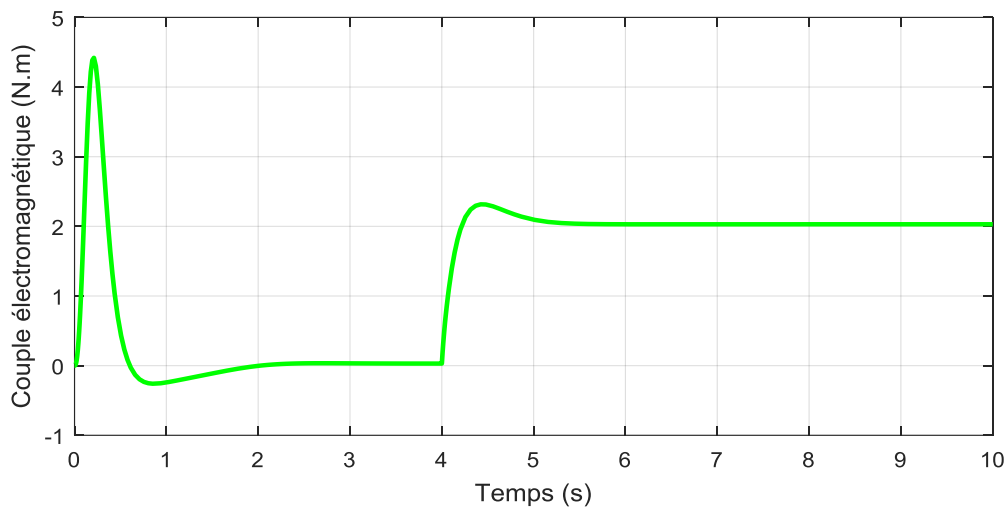


Figure.IV-12 : Variation du couple (en charge)

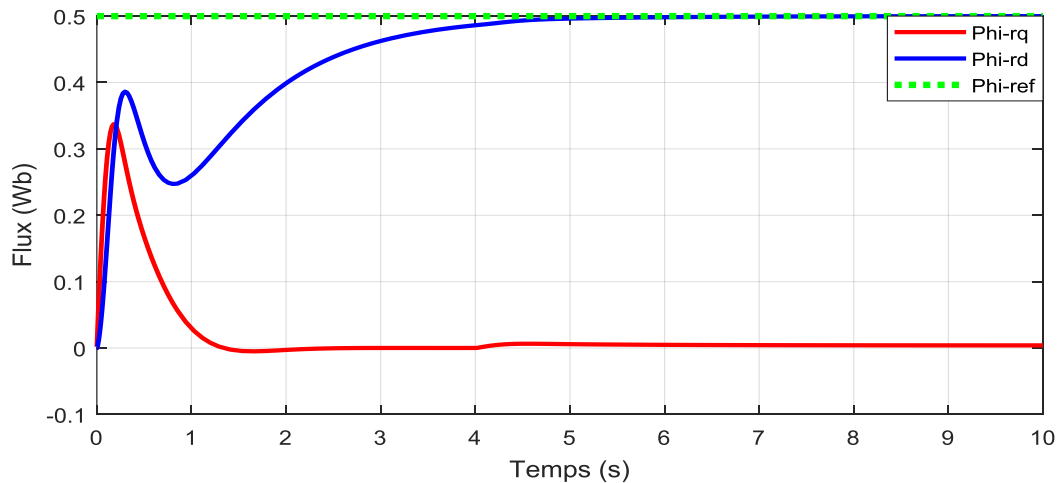


Figure.IV-13 : Variations des Flux (en charge)

➤ Vitesse variable

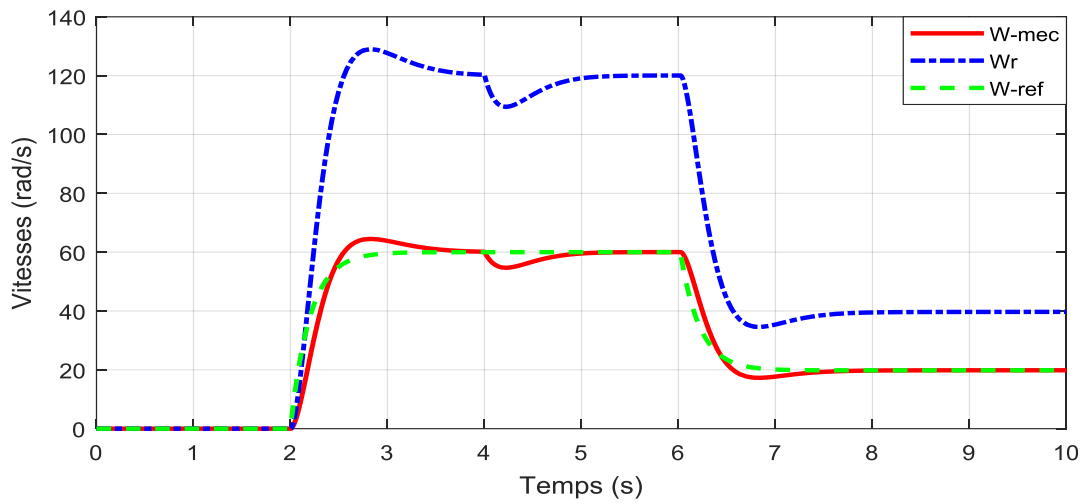


Figure.IV-14 : Allures des vitesses avec variation de la référence (en charge)

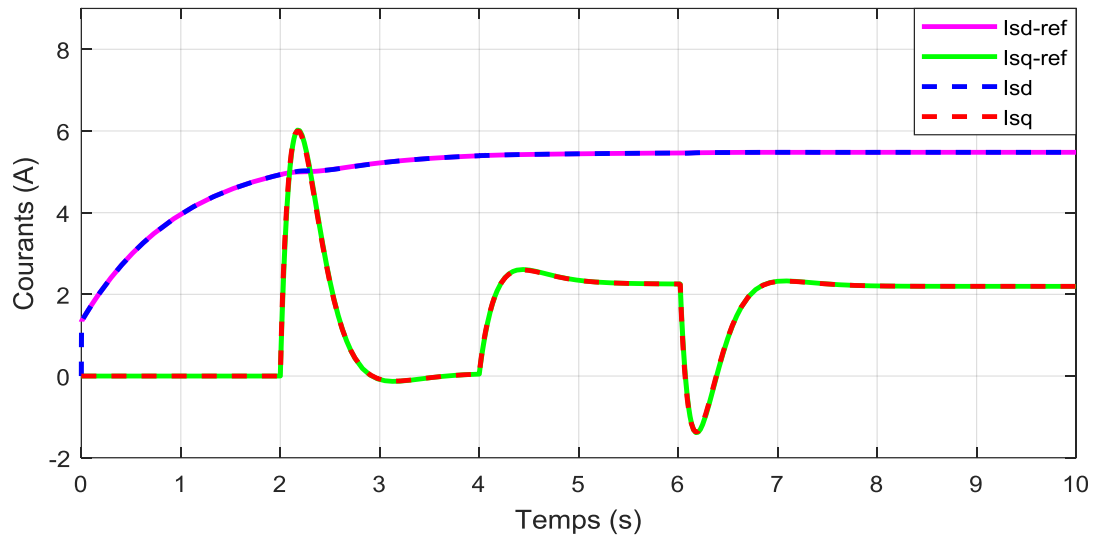


Figure.IV-15 : Allures des courants à vitesse variable (en charge)

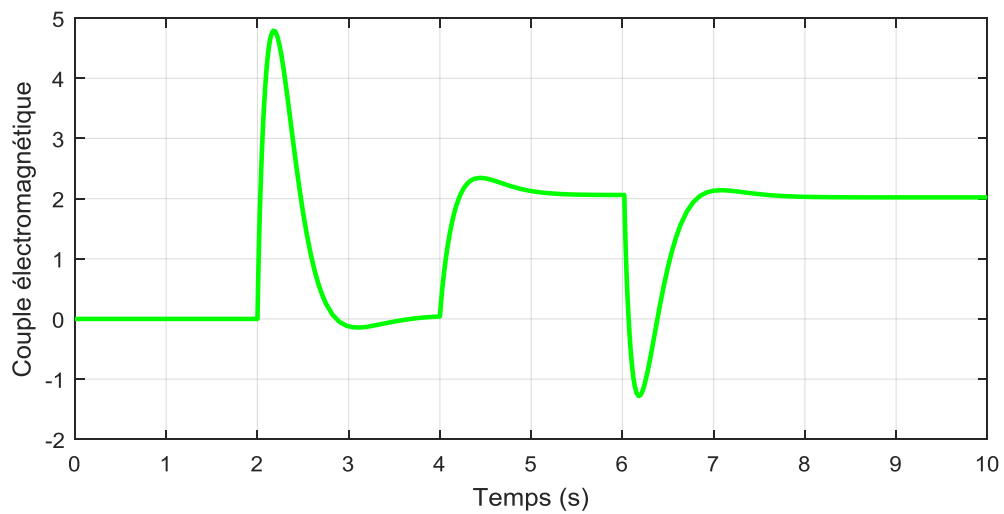


Figure.IV-16 : Variation du couple à vitesse variable (en charge)

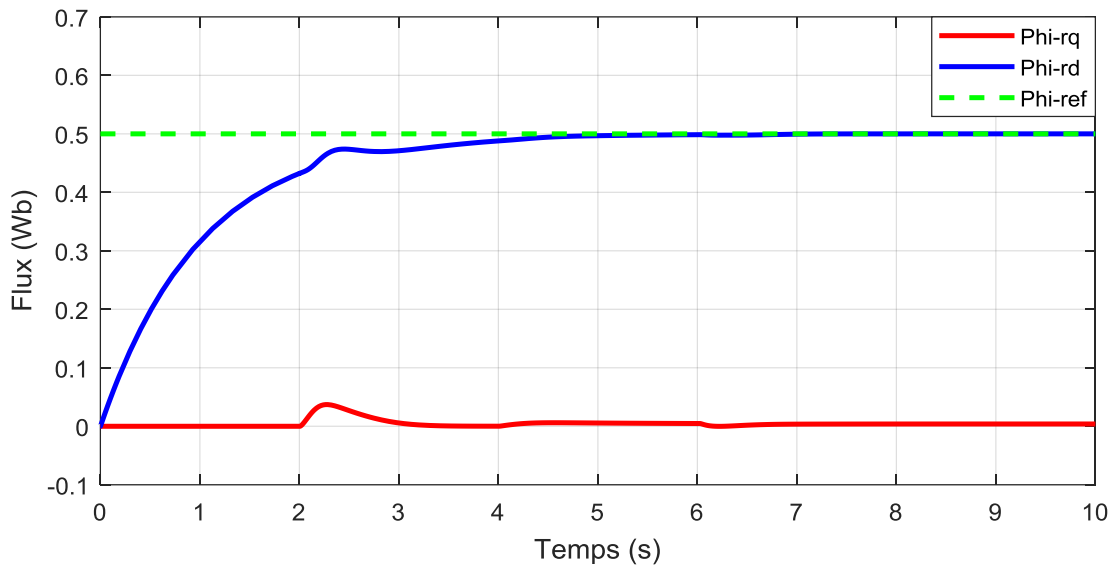


Figure.IV-17 : Variations des Flux à vitesse variable (en charge)

IV-3-3. Commentaire des résultats

Ces figures représentent l'évolution des vitesses (rotorique et mécanique), des courants (I_{sd} et I_{sq}), des flux (ϕ_{rd} et ϕ_{rq}) et du couple à vide et en charge (dans les deux cas nous avons choisi la vitesse de référence constante puis variable).

D'après les figures représentatives des vitesses, nous pouvons constater qu'au démarrage, la vitesse mécanique augmente brusquement puis revient progressivement pour atteindre sa valeur de référence. Lorsqu'on varie la consigne, elle la suit mais avec un petit retard comme indiqué sur la figure.IV-6. En appliquant la charge à $t=4s$ (figure.IV-10 et figure.IV-14), nous remarquons, sous son effet, que la vitesse diminue de manière spontanée puis retrouve sa valeur de référence progressivement.

Pour les flux, ϕ_{rd} suit la consigne et ϕ_{rq} reste nul quelques instant après le démarrage et cela durant tout le cycle de fonctionnement.

Les courants I_{sd} et I_{sq} suivent tous leurs valeurs de références ; ils sont donc bien réglés et valide l'efficacité des régulateurs. Quand on varie la vitesse, cela n'influe pas sur le courant I_{sd} mais uniquement sur I_{sq} et c'est pareil lorsque nous appliquons la charge. I_{sq} est proportionnel au couple électromagnétique car ϕ_{rd} est constant. La figure.IV-11 et la figure.IV-12 montrent l'évolution des courants et du couple avant et après application de la charge.

Ces courbes montrent qu'il y a un bon découplage entre le couple électromagnétique et flux. Ils témoignent également la robustesse de la commande vis-à-vis des variations de la charge.

IV-4. Simulation de la commande vectorielle avec l'observateur MRAS-Mutuel

IV-4-1. Modèle SIMULINK

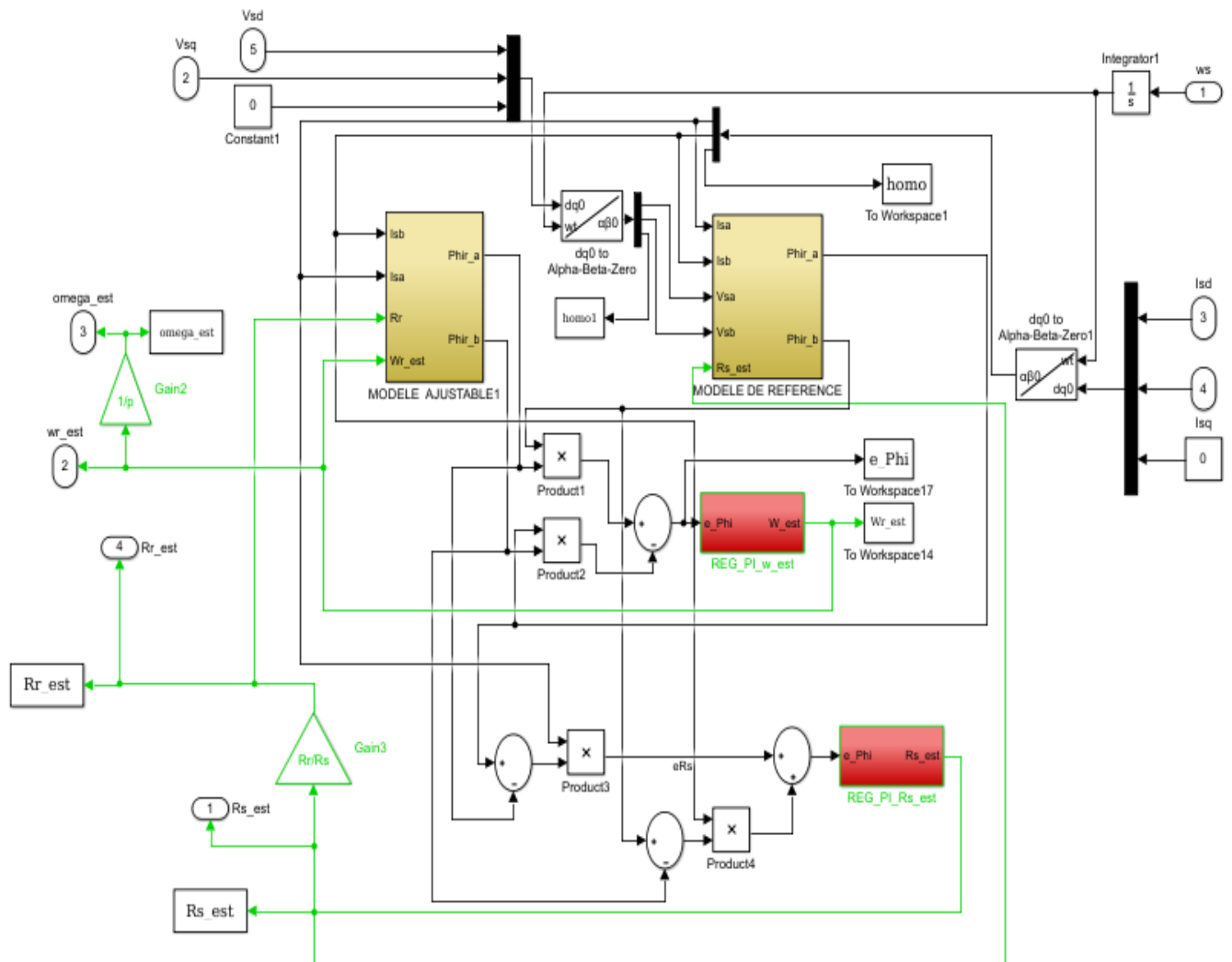


Figure.IV-18 : Modèle simulink du MRAS-Mutuel

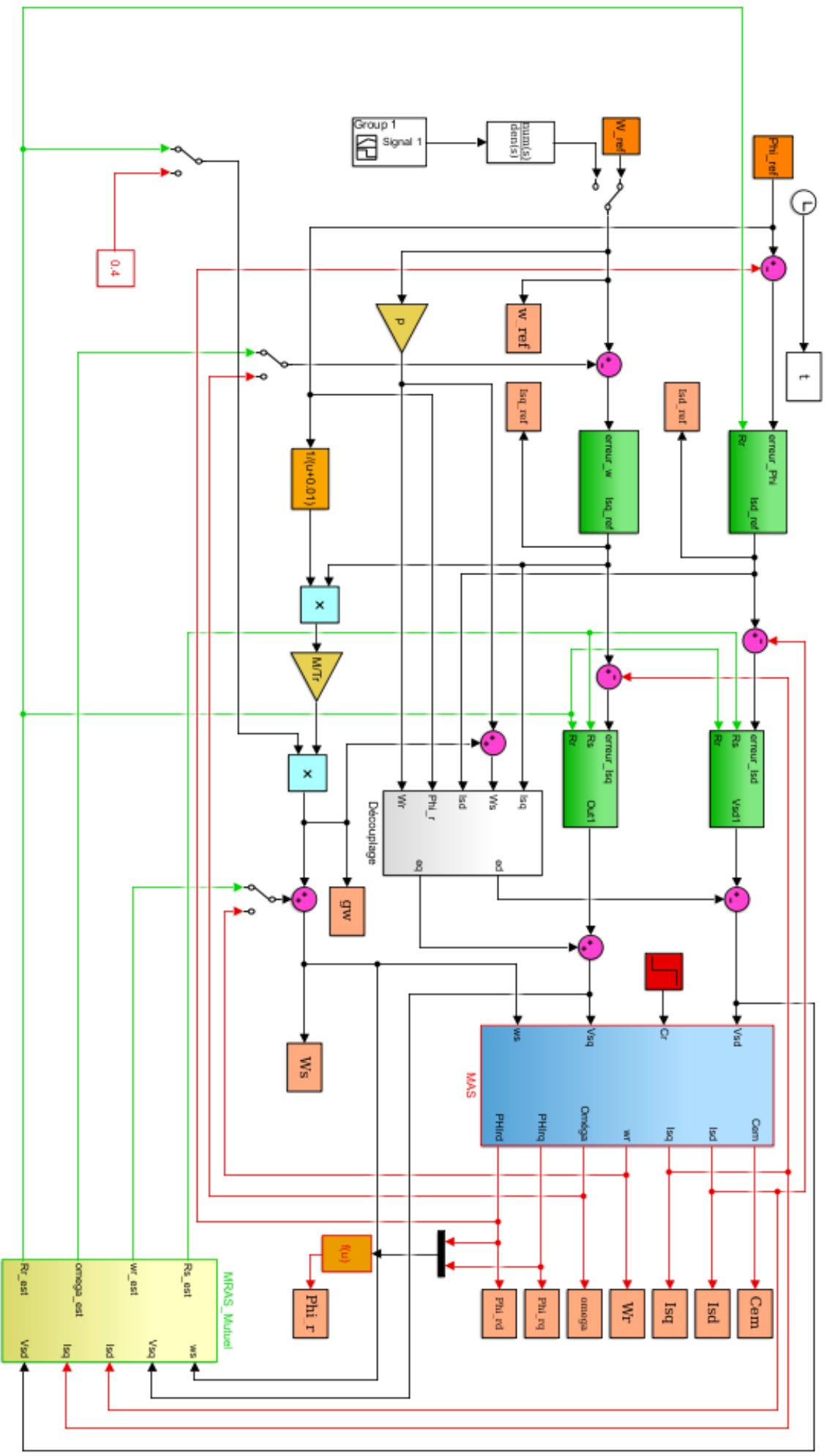


Figure.IV-19 : Modèle simulink de la commande vectorielle de la MAS avec MRAS-Mutuel

IV-4-2. Représentation des résultats

a. A vide

➤ sans variation de la vitesse : $\Omega_{ref} = 30 \text{ rad/s}$

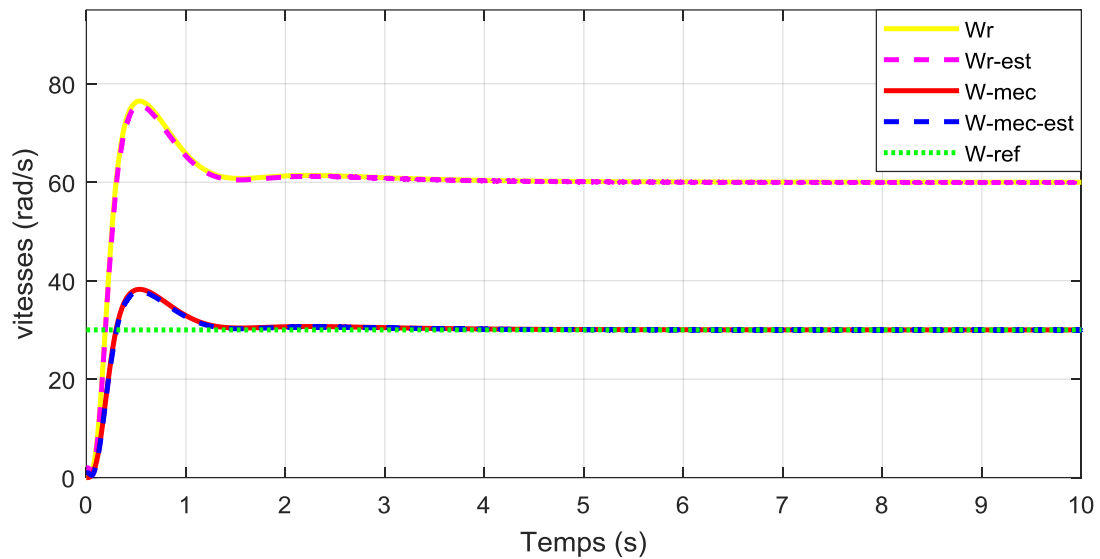


Figure.IV-20 : Allures des vitesses (à vide)

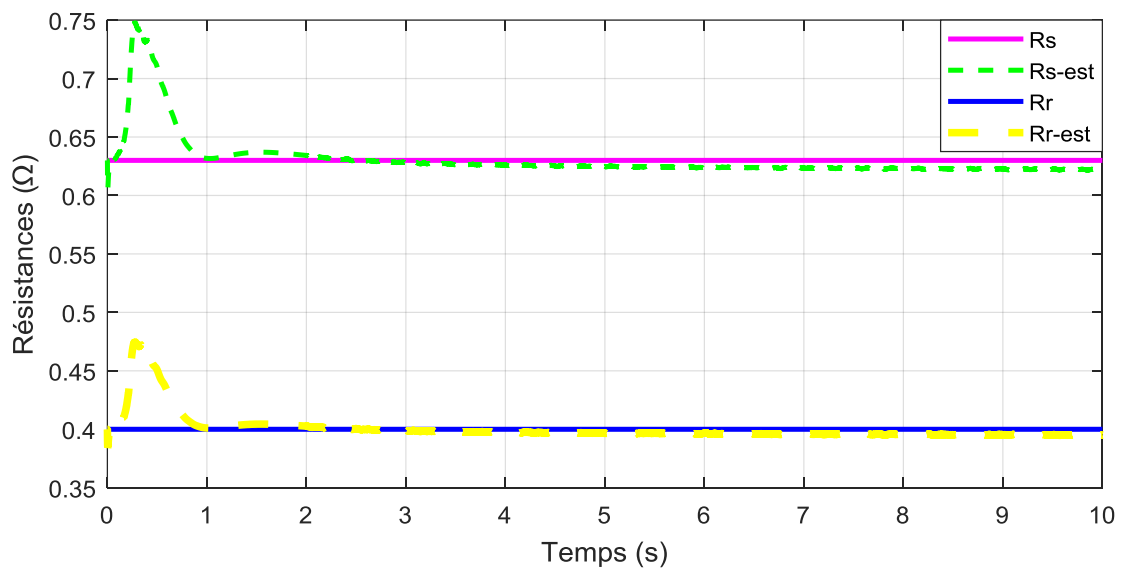


Figure.IV-21 : Variation des résistances (à vide)

➤ Vitesse variable

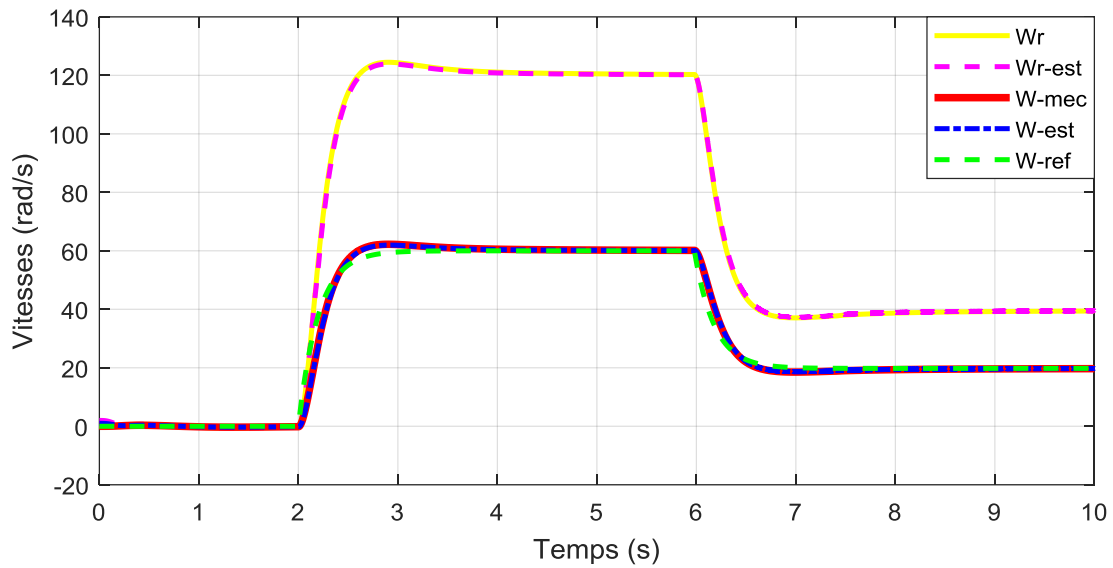


Figure.IV-22 : Allures des vitesses avec variation de la valeur de référence (à vide)

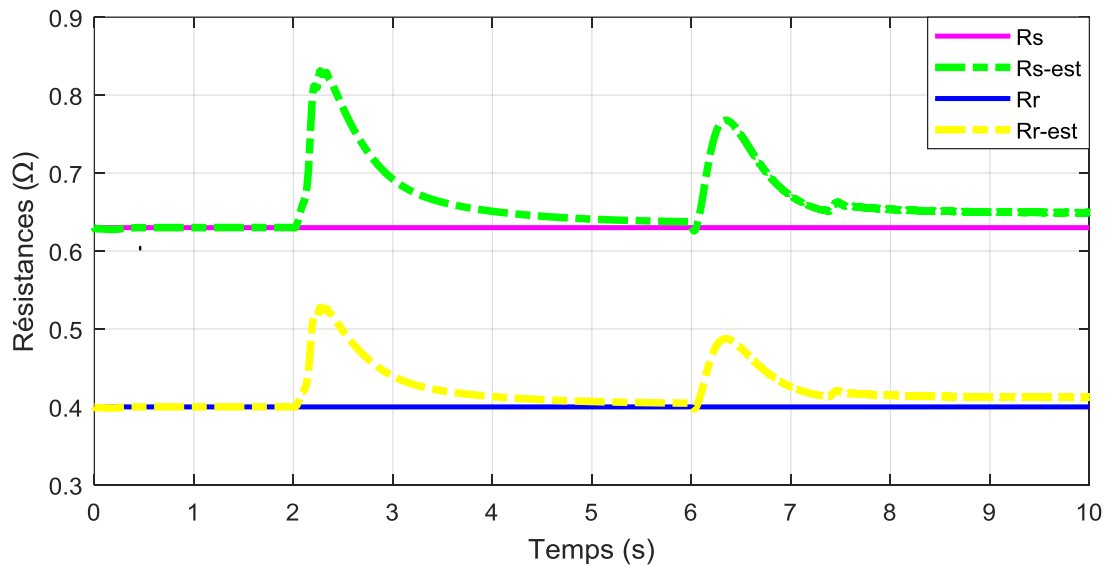


Figure.IV-23 : Variation des résistances à vitesse variable (à vide)

b. En charge

- Vitesse constante

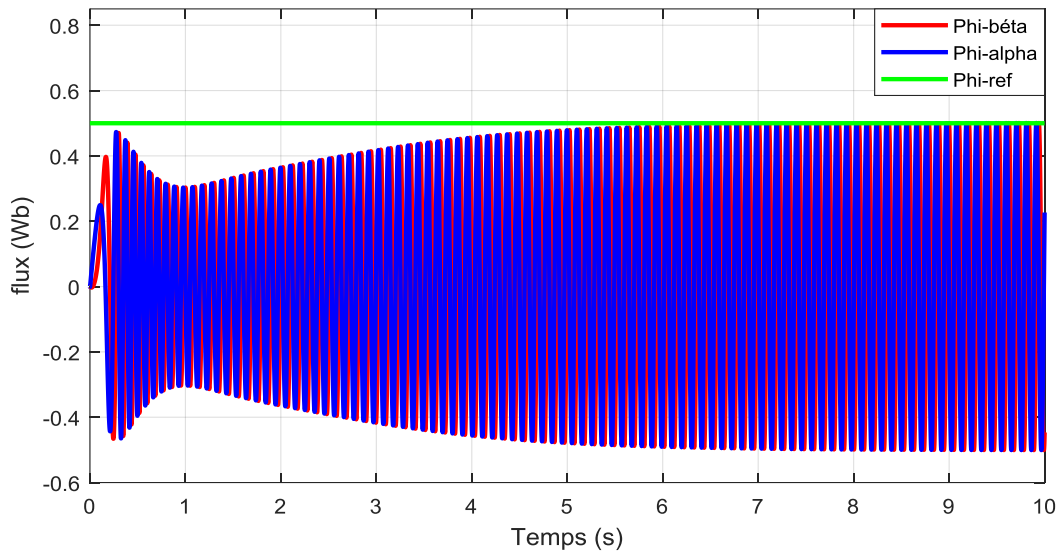


Figure.IV-24 : Allures des flux dans α - β

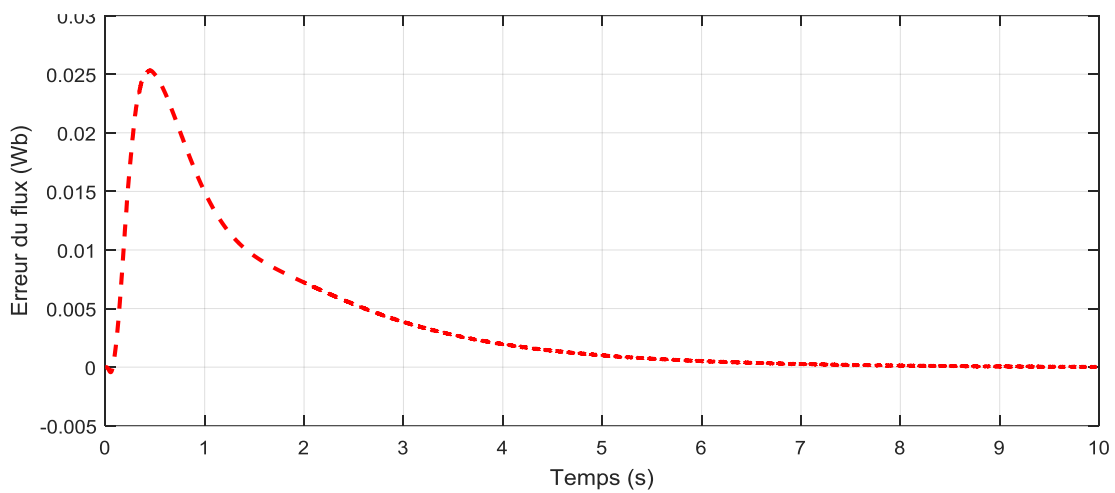


Figure.IV-25 : Représentation de l'erreur du flux estimé

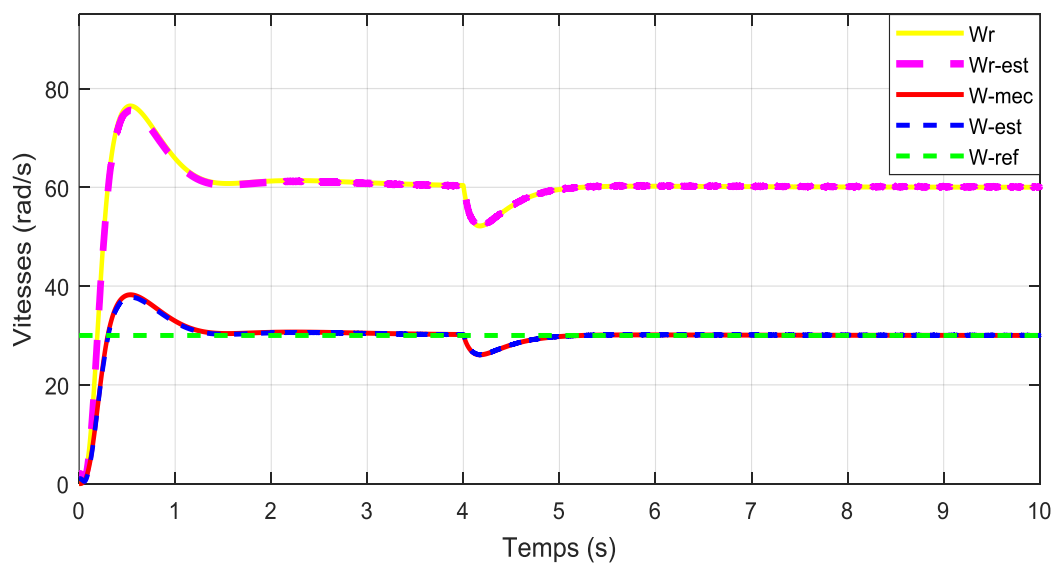


Figure.IV-26 : Allure des vitesses (en charge)

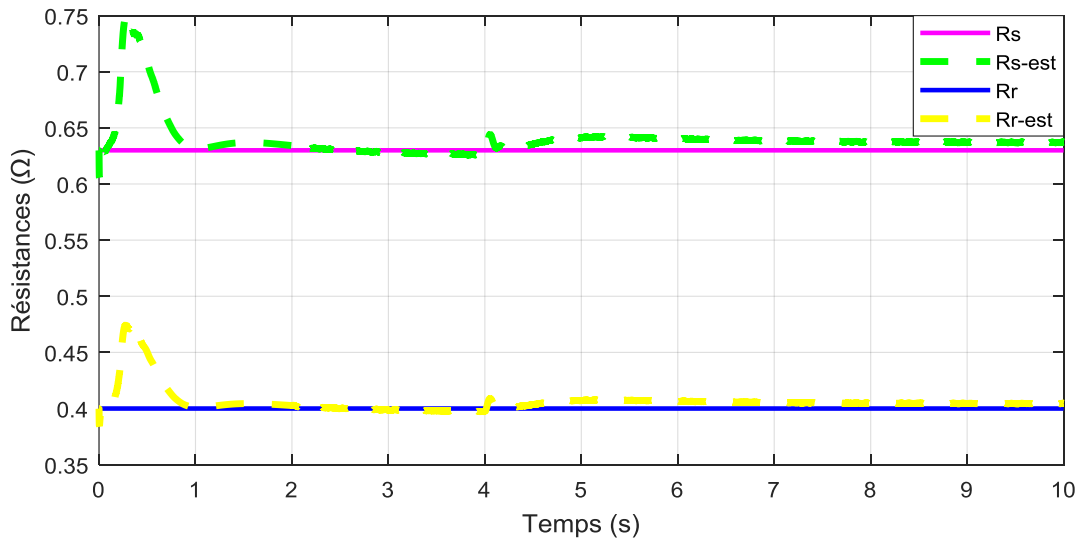


Figure.IV-27 : Allures des résistances estimées (en charge)

➤ Vitesse variable

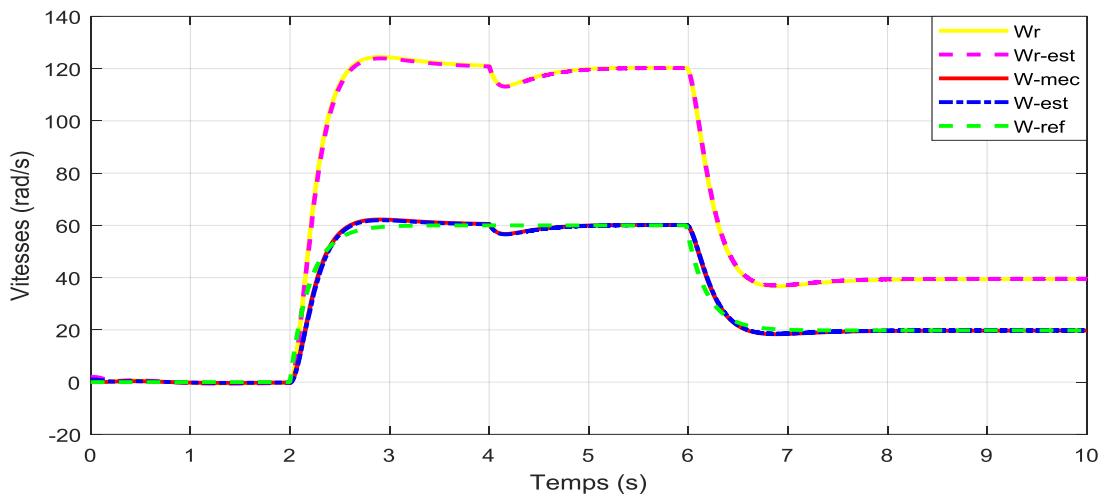


Figure.IV-28 : Allure des vitesses avec variation de la valeur de référence

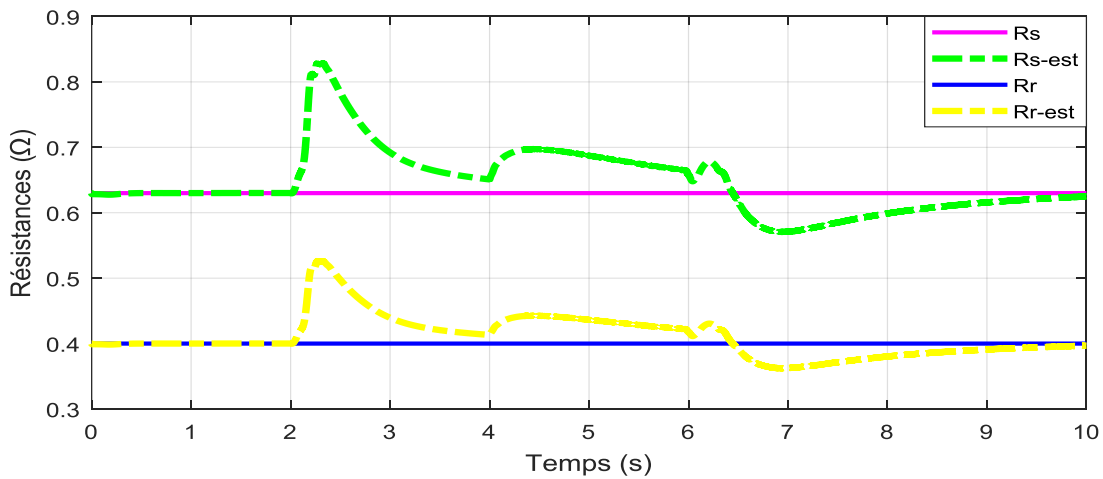


Figure.IV-29 : Variation des résistances avec variations de vitesse de référence (en charge)

IV-4-3. Commentaire des résultats

Ces figures illustrent les résultats de simulation sur MATLAB de la Commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur estimation de la vitesse de rotation et des deux résistances simultanément, pour une référence 30 rad/sec et application d'un couple résistant de 2 N.m à l'instant $t = 4s$.

Les flux ϕ_α et ϕ_β varient de manière similaire et donc l'erreur du flux qui tend asymptotiquement vers une valeur nulle (négligeable) (figure.IV-24 et figure.IV-25).

A vitesse variable, on constate qu'au début de la simulation ($\Omega_{ref} = 0$) les résistances statorique et rotorique sont égales à leurs valeurs nominales. À l'instant $t = 2s$ ($\Omega_{ref} = 60rad/s$), la résistance R_s augmente à une valeur de 0.83Ohm soit 31.74% de sa valeur nominale et R_r à 0.53Ohm soit 32.5% de sa valeur nominale. A $t=4s$ sous l'effet de la charge $C_r= 2N.m$, les deux résistances augmentent à nouveau de 11% de leurs valeurs nominales. A $t =6s$ ($\Omega_{ref} =20rad/s$), ils augmentent légèrement puis diminuent légèrement avant de regagner leurs valeurs nominales de manière progressive (figure.IV-29). Ces résultats prouvent donc que les deux résistances évoluent de manière proportionnelle et que leurs estimations sont effectuées avec précision.

Pour les vitesses aussi on constate une différence très fine entre celle estimée et la consigne. Cette estimation de vitesse est donc correcte (l'erreur est acceptable ou négligeable) (figure.IV-22, figure.IV-28).

IV-. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons fait une étude en simulation de la commande vectorielle sans l'observateur MRAS-Mutuel ainsi que la commande associée à cet estimateur.

Pour le premier, la commande est assurée par des régulateurs afin de contrôler les variations de vitesses instantanées et de réduire l'erreur entre la vitesse réelle et celle de consigne. Les courbes montrent que les régulateurs assurent le réglage suite aux variations de la charge.

Pour le second, avec l'utilisation de l'observateur MRAS-Mutuel ; les résultats prouvent que notre système répond bien à ce type de test et que notre estimateur reste stable. Les résultats sont jugés satisfaisants.

Vue les difficultés qu'on peut rencontrer dans l'installation des capteurs et les problèmes de surcoût, l'utilisation du MRAS-Mutuel peut être une solution adéquate pour la commande en vitesse de la MAS.

CONCLUSION GENERALE

La machine asynchrone s'est imposée dans l'industrie grâce à sa robustesse et sa simplicité de construction.

Son contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique assure le découplage nécessaire, permettant de séparer la commande du flux et celle du couple.

Il permet également l'obtention de performance statique et dynamique semblable à celles des machines à courant continu (MCC), en utilisant des régulateurs PI afin de régler les variables pertinentes du moteur (vitesse, flux et courants).

L'objectif abordé dans le présent document était d'utiliser une stratégie de contrôle permettant de reconstituer mutuellement, la vitesse rotorique et les résistances statorique et rotorique à l'aide d'un observateur adaptatif basé sur la technique MRAS (Model Reference Adaptive System).

La technique MRAS adoptée est celle qui porte sur l'erreur de flux. Les grandeurs estimées fournies par cet estimateur (vitesse et résistances) remplacent celles fournies par des capteurs réels.

L'objectif final étant donc, non seulement de supprimer le capteur mécanique de vitesse, mais également d'adapter automatiquement les régulateur lors des variations des résistances du moteur. En effet, lorsque les paramètres (résistances statorique et rotorique) du moteur changent, les gains des régulateurs calculés sur la base de paramètres de départ ne sont plus valides et donc le moteur n'est plus commandé par le bon régulateur.

Cette méthode de commande peut trouver largement une utilisation pratique dans de nombreuses applications pour systèmes d'entraînement à vitesse variable et sans capteur mécanique de vitesse.

BIBLIOGRAPHIE

- [01] Wikipédia, « Machine Asynchrone et commande vectorielle », https://fr.wikipedia.org/wiki/Machine_asynchrone, https://fr.wikipedia.org/wiki/Commade_vectorielle.
- [02] Gabriel BUCHE, « Commande vectorielle de la machine asynchrone en environnement temps réel MMATLAB/SIMULINK », MEMOIRE Diplôme d'ingénieur C.N.A.M (CONSERVATOIRE NATIONAL DES ARTS ET METIER), Centre Régional Associé de GRENOBLE, Mars 2001.
- [03] Sofien HAJJI, «Modélisation, observation et commande de la machine asynchrone », THESE DOCTORAT, Automatique et robotique, Université de CAEN/BASSE-NORMANDIE, Mai 2009.
- [04] JAMEL GHOUILI, « Commande sans capteur d'une machine asynchrone avec estimation de la vitesse par réseau de neurones », THESE DOCTORAT, GÉNIE ÉLECTRIQUE, Université du QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES, Avril 2005.
- [05] René Le Doeuff, Mouhamed El-Hadi Zaïm, « Machine électrique tournantes, de la modélisation matricielle à la mise en œuvre », www.hermes-science.com, Avril 2009.
- [06] Théodore WILDI, Gilbert SYBILLE, « Moteurs asynchrones triphasés (p524-p525) », Electrotechnique (4^{ème} édition), juin 2005.
- [07] CHEKIMA Djamel, « Commande d'une Machine Asynchrone par Logique Floue », MASTER ACADEMIQUE, Commande Électrique, Université d'EL-Oued, juin 2014.
- [08] Luc MUTREL, « le Moteur Asynchrone, régime statique et dynamique », Electrotechnique, Ellipses Edition Marketing S.A, 1999.
- [09] CHEBBI Azeddine, « Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse », MEMOIRE Magister, Électrotechnique, Université de Batna, 2011.
- [10] Caron J. P, Hautier J. P, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Electrotechnique, Ed Technip, 1995.
- [11] J.M RETIF, « COMMANDE VECTORIELLE DES MACHINES ASYNCHRONES & SYNCHRONES », Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, 2008.
- [12] Adil YAHDYOU, «Commande et observation par mode glissants d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique », MEMOIRE MAGISTER, école doctorale en génie électrique, université d'Hassiba Benbouali de Chlef, 2011.
- [13] REZGUII SALAH EDDINE, « COMMANDE DE MACHINE ELECTRIQUE EN ENVIRONNEMENT Matlab/Simulink et Temps Réel », MEMOIRE MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE, Université Mentouri de Constantine, 2009.

- [14] L. BAGHLI, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone », notes de cours, IUFM de Lorraine – UHP.
- [15] Kahoul ABDENNOUR, « Commande Backstepping d'un moteur asynchrone avec estimateur MRAS », MEMOIRE MASTER, Commande et automatisation des systèmes électromécaniques, Université Badji Mokhtar D'ANNABA, 2017
- [16] Guillaume, « Moteur synchrone à aimants permanents et alimentations: modélisations, contrôles et commandes (Transformées de Clarke, de Concordia et de Park) », Novembre 2008.
- [17] Bensetti Nour_el_islam et Boukhachba Mimouna, « Commande par backstepping de la machine asynchrone alimenté par un onduleur à trois niveaux », MEMOIRE MASTER ACADEMIQUE, Machines électriques et électronique de puissance, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, juin 2017.
- [18] Boutarfa WALID, « commande vectorielle d'un MAS dotée d'un estimateur MRAS », MEMOIRE MASTER, Commande et automatisation des systèmes électromécaniques, Université Badji Mokhtar D'ANNABA, 2017.
- [19] REZGUII SALAH EDDINE, « TECHNIQUES DE COMMANDE AVANCÉES DE LA MACHINE ASYNCHRONE : ÉTUDE COMPARATIVE ET APPLICATIONS », THÈSE Doctorat en sciences (Electrotechnique), Université Mentouri de Constantine.
- [20] LAMIA YOUB⁽¹⁾, AURELIAN CRĂCIUNESCU⁽²⁾, « COMMANDE DIRECTE DU COUPLE ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE », Politehnica” Univesity of Bucarest, Electrical Engineering Faculty, Rev. Roum. Sci. Techn.–Électrotechn. et Énerg., 53, 1, p. 87–98, Bucarest, 2008.
- [21] ZAIEM Mohamed Elkebir, NAAMI Hibât Alrahmen « Etude comparative entre la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et la commande directe du couple classique appliquées à la MAS », Mémoire MASTER ACADEMIQUE en Génie Electrique, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, Juin 2016.
- [22] Boumediène ALLAOUA, « Modélisation & Commande Vectorielle d'un Système Multi-Moteurs », Centre Universitaire de BECHAR (Algérie) - Ingénieur en Electrotechnique, 2006, https://www.memoireonline.com/07/08/1370/m_modelisation-commande-vectorielle-systeme-multi-moteurs4.html.
- [23] S MERADI, « Commande par flux orienté de la machine asynchrone », 2007 <http://revues.univ-biskra.dz/index.php/cds/article/download/335/314>.
- [24] MESBAHI NADHIR, « Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone », MEMOIRE MAGISTER, UNIVERSITE BADJI MOKHTAR-ANNABA, 2007.

- [25] ISSAOUNI Salim, « Commande d'axe sans capteur à base d'un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de Magister en Automatique, Ecole Nationale Polytechnique, EL-HARRACH, ALGER, Janvier 2011.
- [26] Djamila CHERIFI, « Estimation de la vitesse et de la résistance rotorique pour la commande par orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique », THESE DE DOCTORAT ES-SCIENCE, Commande Electrique-Electrotechnique, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, Juin 2014.
- [27] Amor KHLAIEF, « Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) », THESE pour le grade de DOCTEUR, Génie électrique, UNIVERSITÉ D'AIX-MARSEILLE, 2012
- [28] Kim Y S, Choi Y K, Lee J H, « Speed sensorless vector control for PMSM based on instantaneous reactive power in the wide speed range », Electric Power Appl, IEE Proceedings 2005, vol. 152, no. 5, pp. 1343–1349.
- [29] Maiti S, Chakraborty C, Sengupta S, « Simulation studies on model reference adaptive controller based speed estimation technique for the vector controlled permanent magnet synchronous motor drive », Simulation Modelling Practice and Theory, vol. 17, pp. 585–596, Apr. 2009.
- [30] Akin B B. « A Comparative study on non-linear state estimators applied to sensorless AC drives: MRAS and Kalman filter », Proceedings of the IECON 2004, vol. 3, pp. 2148–2153, Nov. 2004, Busan, Korea.
- [31] Abdelkader Mechernene ⁽¹⁾, Mokhtar Zerikat ⁽²⁾, Nordine Benouzza ⁽³⁾, Soufyane Chekroun⁽³⁾, N. Benharir⁽²⁾, « Contrôle sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone basé sur l'approche du MRAS-Mutuel avec flux rotorique orienté », ⁽¹⁾Génie Electrique et Electronique, Université Abou-Bekr Belkaïd, Tlemcen, ⁽²⁾Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique, Oran, ⁽³⁾Département Electrotechnique, Université des Sciences et de la Technologie, Oran ; Communication Science & technology N° 14. January 2014.
- [32] V. Vasic, S.N. Vukosavic, E. Levi, A Stator Resistance Estimation Scheme for Speed Sensorless Rotor Flux Oriented Induction Motor Drives, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 18 No. 4 (2003) 476-483
- [33] Haouli Aymen ZAKARIYA, « commande vectorielle d'un Moteur Asynchrone dotée d'un Observateur de flux », MEMOIRE MASTER, Commande et automatisation des systèmes électromécaniques, Université Badji Mokhtar D'ANNABA, 2016.

ANNEXE

1. Paramètres du moteur

Les paramètres de réglage de notre moteur sont donnés ci-dessous :

Puissance nominale $P = 7.5$ kw

Vitesse nominale : $\Omega_n = 1470$ tr/min

Tension nominale : $V = 380/220$ v

Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor : $M = 0.091$ H

Inductance cyclique propre au stator : $L_s = 0.097$ H

Inductance cyclique propre au rotor $L_r = 0.097$ H

Résistance statorique : $R_s = 0.63$ Ohm ;

Résistance rotorique : $R_r = 0.4$ Ohm ;

Le coefficient de frottement visqueux $K_f = 0.001$ kg.m²/s

Le moment d'inertie : $J = 0.03$ kg.m²

Le nombre de pair de pôle : $p = 2$

Fréquence : $f = 50$ Hz

2. Modèle simulink du moteur

Ce modèle est réalisé à partir du système (I.36) de la représentation d'état dans le repère lié au champ tournant

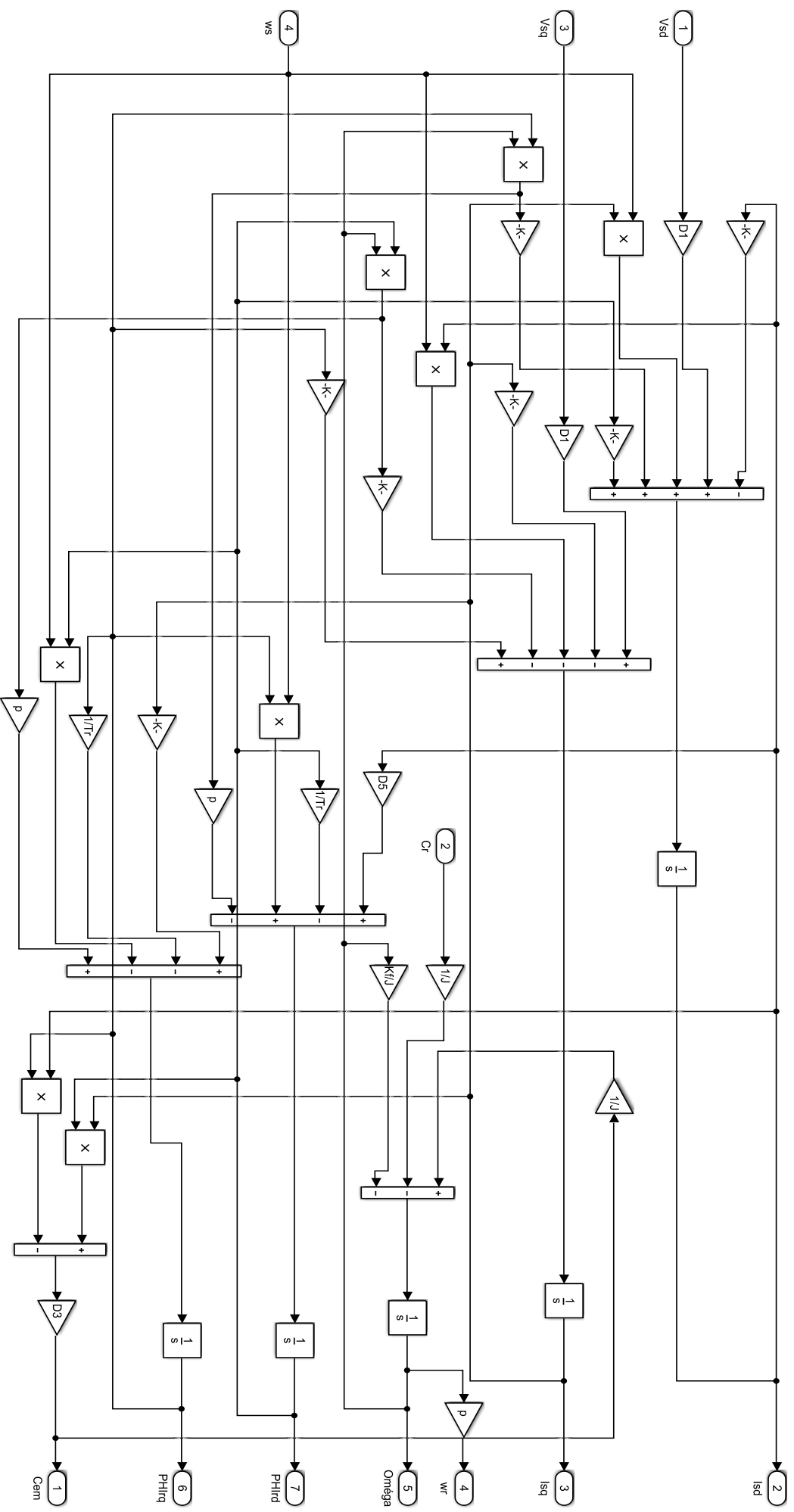


Figure.A-1 : modèle simulink du moteur asynchrone dans le repère lié au champ tournant