

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



Université Mouloud Mammeri De Tizi-Ouzou
Faculté de Génie Electrique et D'informatique
Département d'électrotechnique

Mémoire de fin d'études

En Vue de L'Obtention Du Diplôme d'ingénieur d'état en Electrotechnique

Option : Machine Electrique

Thème :
Thème :

Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone à Double Alimentation

Proposé et dirigé par :

M^r : CHIBAH AREZKI
M^r : MEZIANI MADJID

Réalise par :

M^r : AMOKRANE slimane
M^r : MAMOU noureddine

Promotion : 2012/2013

REMERCIEMENTS

Nous remercions au premier lieu, nos chers parents de nous avoir aidé pour arriver au terme de ce travail qui est le fruit de plusieurs années d'études.

Nous remercions aussi notre promoteur M^r CHIBAH AREZKI (Maitre- assistant) de nous avoir aidé énormément et pour son sacrifice et ses conseils précieux.

Nous exprimons aussi notre profonde gratitude à notre Co-Promoteur M^r MEZIANI MADJID (Maitre- assistant) de nous avoir suivi et orienté tout près le long de notre travail.

Nos remerciements vont également au président de jury M^r AZZOUG YAZID maitre de conférences, d'avoir accepté la présidence du jury de ce mémoire, qu'il trouve ici l'expression de notre profond respect.

Nous tenons aussi à remercier les membres de jury M^r CHALLAL AHMED (Maître Assistant) et M^{elle} kecilli NADIA(maitre assistante) qui ont fait l'honneur d'examiner et juger notre travail.

En fin nous remercions toutes les personnes de près ou de loin qui ont contribuées à l'élaboration de ce modeste travail.





Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Mes très chers parents, pour leur amour et leurs sacrifices. Ils sont toujours pour moi une source d'inspiration. Ils m'ont soutenu tout au long de mon parcours jusqu'à aujourd'hui. Ils sont pour moi un véritable exemple ;

Mes chers frères Kamel, Samir et mes sœurs Nadia, ouiza, Djamila Sabrina et fazia

A la mémoire de notre grande mère qui nous a quitté récemment.

A tous les anciens de l'université de Mouloud Mammeri T-O et surtout de oued-aissi et boukhalfa .

A tous mes amis de la fac sans exception, et à tous mes amis d'enfance

*A Toute la faculté de Génie électrique et particulièrement la promotion 2012-2013
d'électrotechnique **ETH***

SLIMANE



Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Mes très chers parents, pour leur amour et leurs sacrifices. Ils sont toujours pour moi une source d'inspiration. Ils m'ont soutenu tout au long de mon parcours jusqu'à aujourd'hui. Ils sont pour moi un véritable exemple ;

Mes chers frères Djamel, Rachid et Hocine, mes sœurs Faroudja, Zahia et Fadhma

A la mémoire de notre mère qui nous a quitté.

A tous les anciens de l'université de Mouloud Mammeri T-O et surtout de oued-aissi et boukhalfa .

A tous mes amis de la fac sans exception, et à tous mes amis d'enfance

*A Toute la faculté de Génie électrique et particulièrement la promotion 2012-2013
d'électrotechnique **ETH***

NOUREDDINE

Résumé :

Le présent travail concerne une étude de la commande vectorielle d'une (MADA) à flux statorique orienté. Pour ce faire, on a adopté le plan de travail constitué de trois chapitres organisés comme suit :

- Le premier chapitre est dédié à la présentation de la modélisation détaillée de la machine asynchrone à double alimentation avec son système d'alimentation. Un modèle mathématique biphasé de la machine asynchrone à double alimentation sera introduit.
- Dans le deuxième chapitre, nous développons la stratégie de commande adoptée à savoir le contrôle vectoriel par orientation du flux statorique pour un fonctionnement avec capteur de vitesse. Cette approche nous permet d'aborder les bilans de puissances au sein de la machine. Nous nous intéressons à la répartition de la puissance active entre le stator et le rotor et aux plages de vitesse dans laquelle la loi de répartition établie est applicable.
- Le troisième chapitre portera sur la mise en œuvre de la commande vectorielle avec capteur de vitesse d'un moteur asynchrone à double alimentation sous l'environnement Matlab /Simulink.

Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande implémentée présente des performances satisfaisantes dans les deux modes de fonctionnements (hypo-synchrone et hyper synchrone) pour toute une plage de variation de vitesse, ainsi qu'un découplage entre le flux et le couple.

Mots clés :

Machine Asynchrone à Double Alimentation, Onduleur de tension triphasé, Mode de fonctionnement hyper-synchrone, Mode de fonctionnement hypo-synchrone, Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) sinus-triangle, Commande vectorielle d'un Moteur Asynchrone à Double Alimentation, Commande par orientation du flux (FOC), Régulateur Proportionnel Intégrale (PI).

• Notations et Symboles

❖ Couple :

- C_{em} : Couple électromagnétique de la machine (N.m)
- C_r : Couple résistant (N.m)
- J : Inertie des masses tournantes (Kgm^2)
- f : Coefficient de frottement visqueux (Nms/rd)

❖ Courants, Tension et Flux exprimés dans le repère de système d'axes (d, q)

- I, i : Courant(A)
- I_{sd} : Courant statorique sur l'axe d (A)
- I_{sq} : Courant statorique sur l'axe q (A)
- I_{rd} : Courant rotorique sur l'axe d (A)
- I_{rq} : Courant rotorique sur l'axe q (A)
- i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Courants statoriques (A)
- i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} : Courants rotoriques (A)
- V_{sd} : Tension statorique sur l'axe d (V)
- V_{sq} : Tension statorique sur l'axe q (V)
- V_{rd} : Tension rotorique sur l'axe d (V)
- V_{rq} : Tension rotorique sur l'axe q (V)
- V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Tensions d'alimentations des phases rotoriques (V)
- V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Tensions d'alimentations des phases rotoriques (V)
- U_c : Source de tension continue de l'onduleur (V)
- $V_{T1,2,3}$: Tension de demi-bras A, B ou C (V)
- $V_{A,B,C}$: Tension de sortie de l'onduleur A, B ou C (V)
- k_p, k_i : Paramètres du régulateur PI.
- V : Amplitude de la tension de référence (V)
- V_P : Amplitude de la tension de la porteuse (V)
- φ_{sd} : Flux statorique sur l'axe d (Wb)
- φ_{sq} : Flux statorique sur l'axe q (Wb)
- φ_{rd} : Flux rotorique sur l'axe d (Wb)
- φ_{rq} : Flux rotorique sur l'axe q (Wb)

❖ Fréquences, Pulsations, Vitesse et Déphasage

- $f_{réf}$: Fréquence de la tension de référence (Hz).
- f_p : Fréquence de la tension de la porteuse (Hz).
- f_s : Fréquence rotorique (Hz).
- f_r : Fréquence statorique (Hz).
- ω : Pulsation électrique du rotor = Ωp
- $\omega_s = d\theta_s / dt$: Pulsation statorique (Rad/s)
- $\omega_r = d\theta_r / dt$: Pulsation rotorique (Rad/s)
- Ω : Vitesse mécanique (Rad/s)
- P : Nombre de paires de pôles de la MADA
- θ_s, θ_r : Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.

❖ Indices

- s : Indice des axes correspondant au stator
- r : Indice des axes correspondant au rotor
- a, b, c : Indice correspondant aux trois phases a, b et c

❖ Paramètres

- R_s : Résistance d'une phase statorique (Ω)
- R_r : Résistance d'une phase rotorique (Ω)
- L_s : Inductance propre d'une phase statorique (H)
- L_r : Inductance propre d'une phase rotorique (H)
- M : Inductance cyclique mutuelle (H)
- M_{sr} : Inductance mutuelle entre une phase statorique et rotorique (H)
- M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques (H)
- M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques (H)
- L_{ss} : Matrice des inductances statoriques
- L_{rr} : Matrice des inductances rotoriques
- V_s : Tension appliquée au stator (V)
- V_r : Tension appliquée au rotor (V)
- $\sigma = 1 - M^2/L_s * L_r$: Coefficient de fuite totale

- (d,q) : Axes longitudinal et en quadrature du repère de Park.
- (x,y) : Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au rotor
- (α, β) : Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator

- (d,q) : Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant
- k_p, k_i : Paramètres du régulateur PI.
- MLI: Modulation de Largeur d'Impulsion
- m : Indice de modulation.
- r : Taux de modulation.



SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE 1

CHAPITRE I

Modélisation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation et son Alimentation

❖ I. Introduction	3
❖ II. Hypothèses simplificatrices.....	3
❖ III. Mise en équation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation	4
➤ III.1. Equations électriques	4
➤ III.2. Equations des flux	5
➤ III.3. Transformation triphasée – diphasée.....	5
• III.3.1. Transformation de Concordia.....	5
• III.3.2. Transformation de PARK.....	6
• III.3.3. Modèle de la MADA dans le repère de Concordia	7
✓ III.3.3.1. Équations des flux	7
✓ III.3.3.2. Equation des tensions.....	8
• III.3.4. Model de la MADA dans le repère de PARK	9
✓ III.3.4.1. Equations des flux	9
✓ III.3.4.2. Équations des tensions	9
➤ III.4. Equation mécanique.....	10
❖ IV. Modèle d'état non linéaire et non stationnaire de la MADA	11
❖ V. Simulation du modèle de la MADA et interprétation des résultats.....	12
➤ V.1. Fonctionnement en hypo-synchrone	13
➤ V.2. Fonctionnement en hyper-synchrone.....	18
➤ V.3. Interprétation des résultats	23
❖ VI. Modélisation de l'onduleur de tension	23
❖ VII. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	26
❖ VIII .Simulation de l'onduleur	27
❖ IX. Simulation de la MADA alimentée par deux onduleurs de tension	29
❖ X. Interprétation des résultats de simulation.....	39
❖ XI. Conclusion.....	39

CHAPITRE II

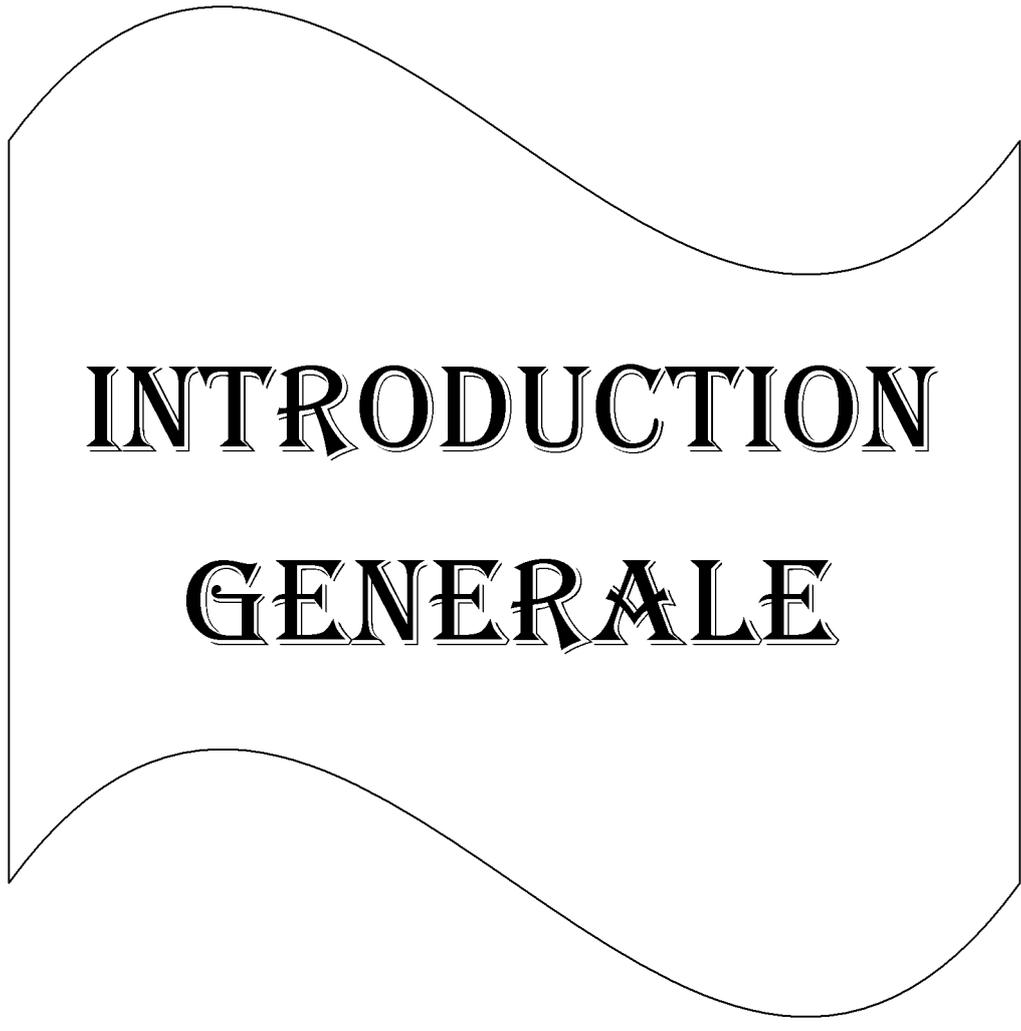
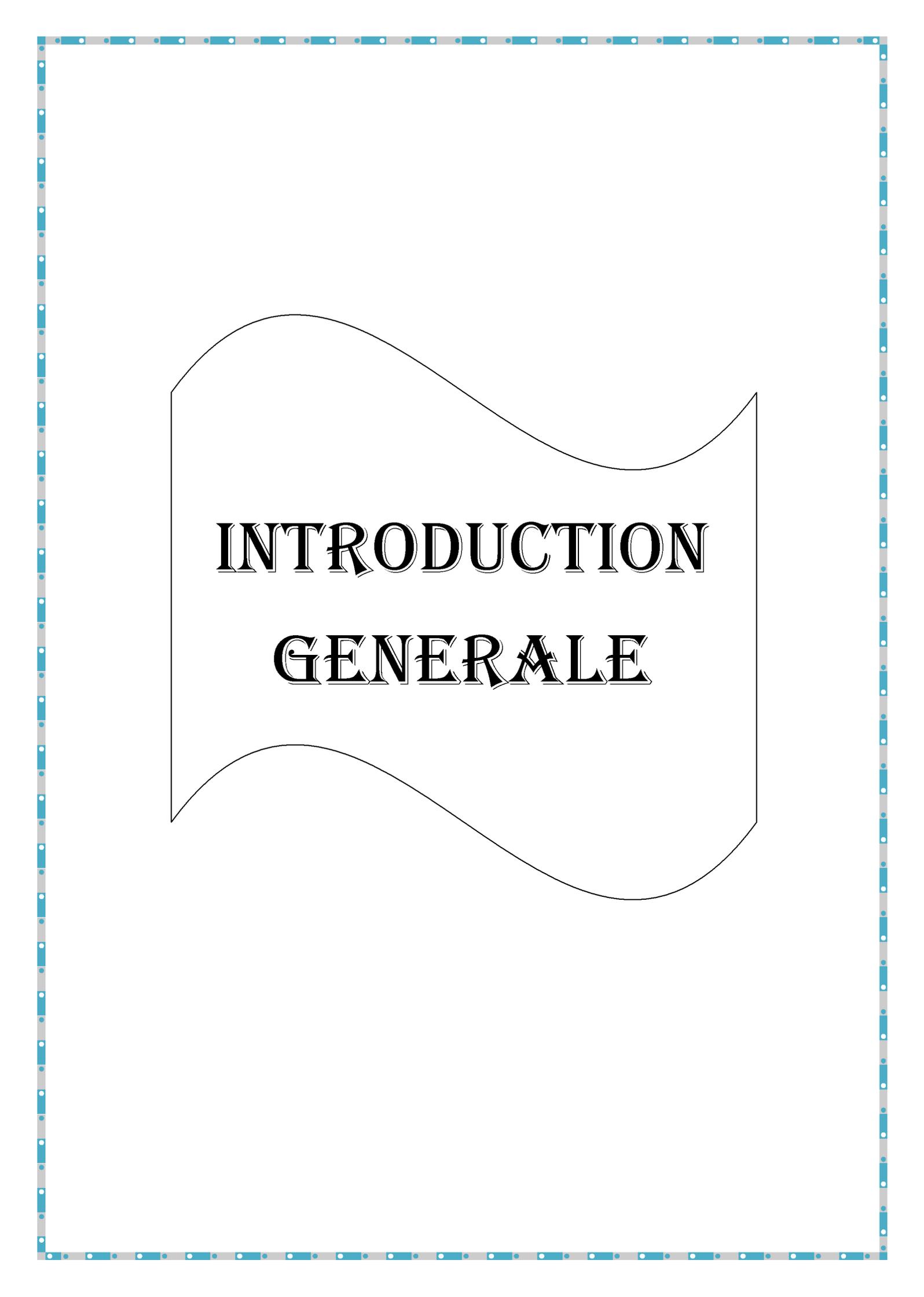
Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone à Double Alimentation

❖ I. Introduction	40
❖ II. Principe de la commande vectorielle	40
❖ III. Variantes de la commande vectorielle	41
❖ IV. Contrôle Vectoriel par orientation du flux statorique de la MADA.....	42
❖ V. Principe de la commande vectorielle proposé par LECOQ.....	43
❖ VI. Répartition de Puissance	47
➤ VI.1. Bilan de Puissance de la MADA.....	47
➤ VI.2. Bilan de Puissance sans prise compte des résistances rotoriques et statoriques	47
➤ VI.3. Loi de répartition de puissance	48
➤ VI.4. Loi de répartition de puissance et loi de commande en vitesse ..	49
• Pour un fonctionnement à grandes vitesses	
• Pour un fonctionnement à moyennes vitesses	
• Dans le cas d'un fonctionnement à faibles vitesses	
❖ VII. Conclusion	52

CHAPITRE III

Simulation de la Commande Vectorielle d'un Moteur Asynchrone à Double Alimentation

❖ I. Introduction.....	53
❖ II. Structure générale de la simulation.....	53
➤ II.1. Système Electromécanique.....	54
• II.1.1. Partie Electrique.....	54
• II.1.2. Partie Mécanique.....	56
➤ II.2. Système de Puissance.....	56
• II.2.1. Partie onduleur.....	57
• II.2.2. Partie commande MLI.....	57
➤ II.3. Système de Commande.....	57
• II-3-1-Boucle de courant.....	59
• II-3-2-Boucle de vitesse.....	59
❖ III. Résultats de simulation.....	60
➤ III.1. Interprétation des résultats.....	64
❖ IV. Conclusion.....	65
CONCLUSION GENERALE.....	67



INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

La propriété essentielle des machines à courant continu est leur remarquable capacité de variation de vitesse et leur grande souplesse de fonctionnement. Toutefois, il est très bien connu que certaines industries tolèrent mal le collecteur à cause de ses limitations qui réduisent son champ d'action: il ne peut pas servir dans le domaine de grandes puissances, ni en milieux corrosifs et nécessite un entretien permanent,...etc. Ce qui a motivé le développement d'entraînement à vitesse variable utilisant des machines sans collecteur, où pour certains la fonction de collecteur est assurée par des convertisseurs à semi-conducteurs; c'est le cas des machines alternatives (synchrone ou asynchrone).

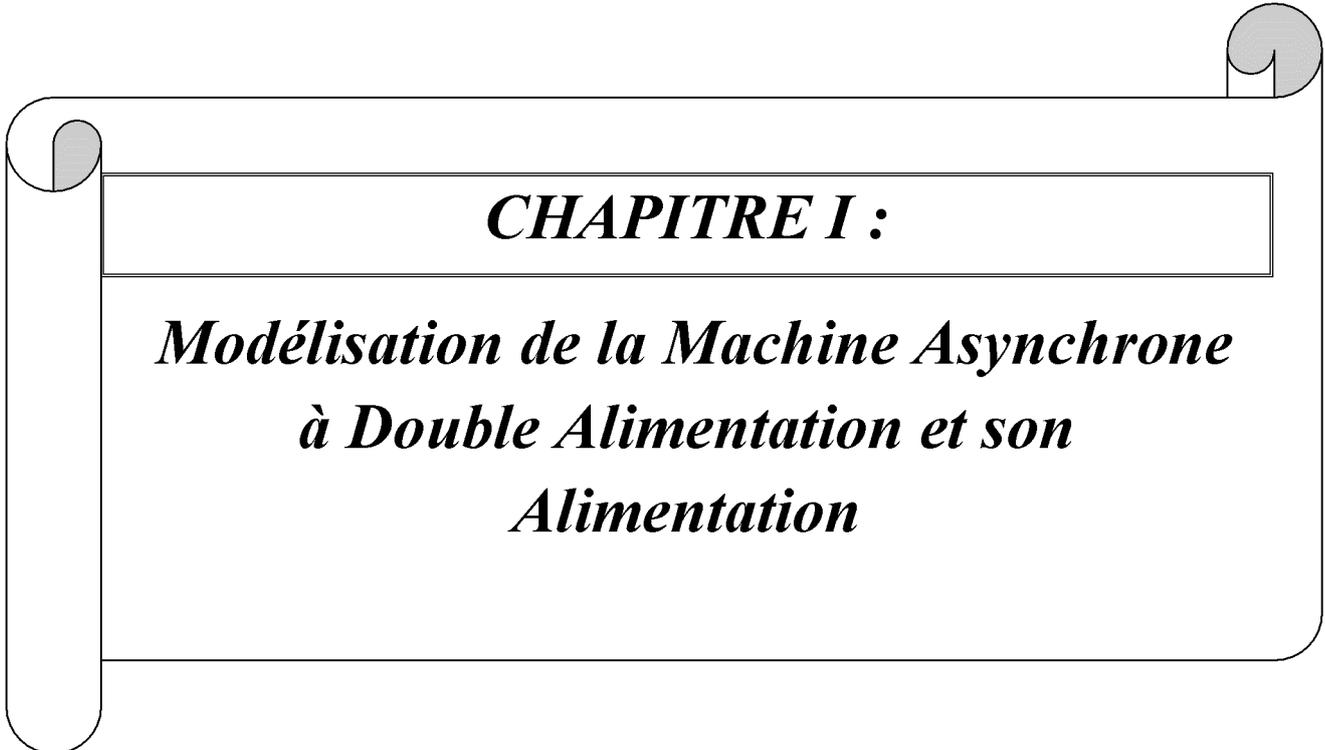
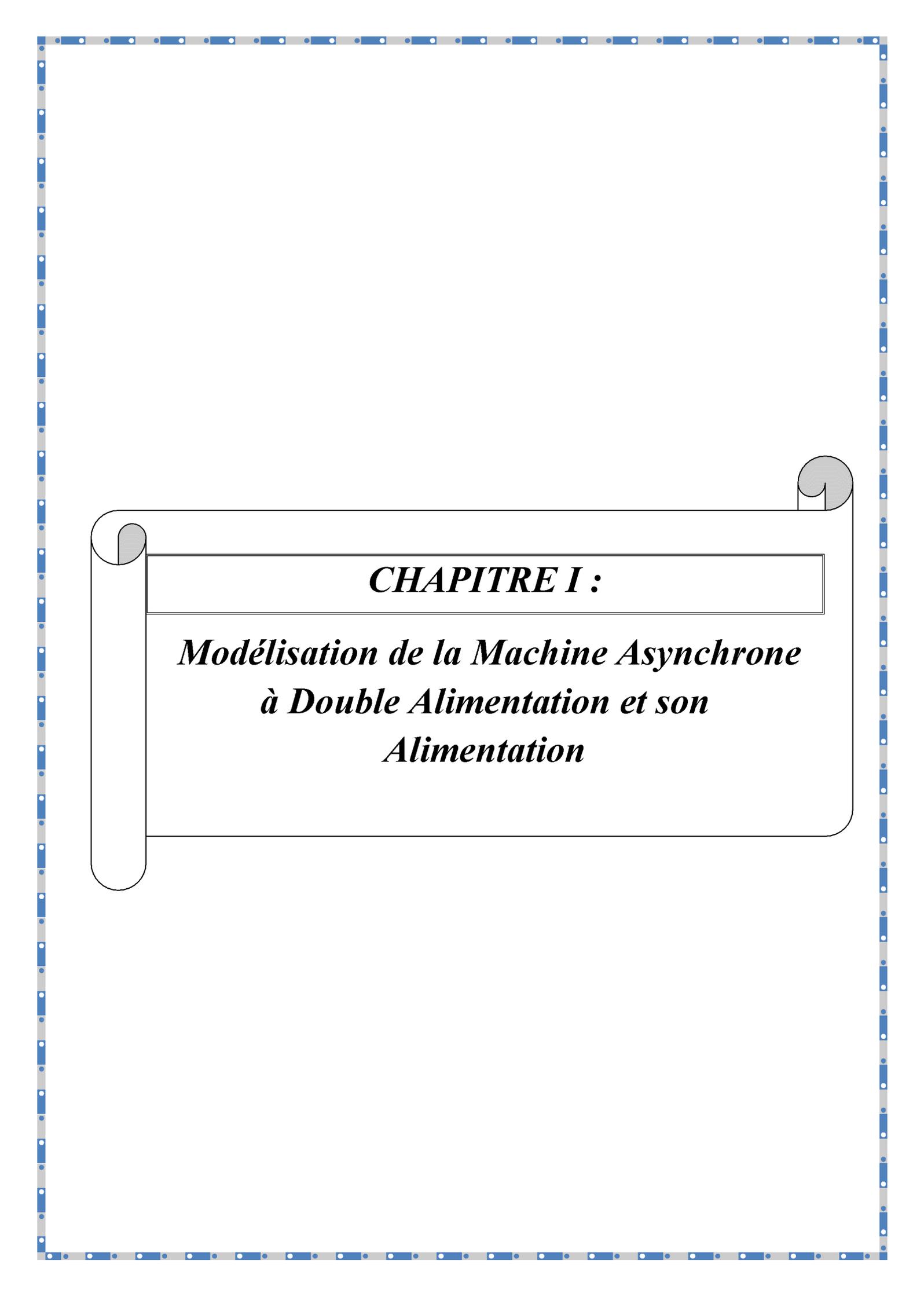
Grâce au développement de l'électronique de puissance et de la commande il est aujourd'hui possible d'obtenir des variateurs à courant alternatif aussi performants que ceux à courant continu. C'est le cas des machines asynchrones à cage, qui sont de conception simple, robuste, peu coûteuses à l'achat et à l'entretien et elles supportent de fortes surcharges.

Connue depuis la fin du 19^{ème} siècle [1], la machine asynchrone à double alimentation est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures: le stator et le rotor. Elle a été d'abord étudiée pour être utilisée comme moteur à grande vitesse. Les problèmes d'instabilités rencontrés dès lors l'ont fait abandonner pour un temps [2]. Cependant grâce au progrès contemporain des technologies modernes, l'utilisation de la MADA semble devenir une solution plus indiquée pour les applications où le couple résistant est proportionnel au carré de la vitesse (pompes et ventilateurs) [3], [4]. En effet, l'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert de puissance et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération et d'injection d'énergie dans les enroulements de la machine [5].

Il est bien établi que la commande vectorielle par orientation de flux de la machine asynchrone à rotor à cage présente une solution attractive pour réaliser des meilleures performances dans les applications à vitesse variable. Cette solution demeure aussi attractive pour le cas de la machine asynchrone à double alimentation aussi bien en fonctionnement générateur que moteur. En effet, la commande par orientation du flux est un moyen intéressant pour s'affranchir des non-linéarités que présente le modèle de la machine exceptionnellement la MADA.

Le présent travail concerne une étude de la commande vectorielle d'une (MADA) à flux statorique orienté. Pour ce faire, on a adopté le plan de travail constitué de trois chapitres organisés comme suit :

- Le premier chapitre est dédié à la présentation de la modélisation détaillée de la machine asynchrone à double alimentation avec son système d'alimentation. Un modèle mathématique biphasé de la machine asynchrone à double alimentation sera introduit.
- Dans le deuxième chapitre, nous développons la stratégie de commande adoptée à savoir le contrôle vectoriel par orientation du flux statorique pour un fonctionnement avec capteur de vitesse. Cette approche nous permet d'aborder les bilans de puissances au sein de la machine. Nous nous intéressons à la répartition de la puissance active entre le stator et le rotor et aux plages de vitesse dans laquelle la loi de répartition établie est applicable.
- Le troisième chapitre portera sur la mise en œuvre de la commande vectorielle avec capteur de vitesse d'une machine asynchrone à double alimentation sous l'environnement Matlab /Simulink.



CHAPITRE I :

***Modélisation de la Machine Asynchrone
à Double Alimentation et son
Alimentation***

I. Introduction

L'étude du comportement d'un système est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés. Nous devons disposer d'un modèle mathématique qui représente d'une manière satisfaisante le comportement réel de ce système.

Pour les machines électriques tournantes, la modélisation nécessite une parfaite connaissance de la structure électrique (alimentation électrique) et de la structure mécanique (masse tournante, couple résistant, frottement visqueux) [6].

La modélisation de la machine asynchrone est généralement traitée par la méthode des deux axes qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel à un système diphasé fictif. Pour certaines raisons, un certain nombre d'hypothèses simplificatrices (à définir et à respecter) peuvent être adoptées dans l'élaboration des modèles mathématiques [6].

Dans le présent chapitre, nous présenterons un type de modélisation de la MADA (type courant) et de son alimentation. Nous débuterons par la mise en équation de la MADA en exprimant les équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent son fonctionnement dans le référentiel triphasé que l'on notera (a,b,c). Nous réduirons l'ordre du système et éliminerons la dépendance qui existe entre les coefficients d'inductances et la position du rotor par la transformation de Park . Cette transformation nous permettra de donner un nouveau modèle de la MADA dans le référentiel biphasé de Park noté usuellement (d, q). Ensuite, nous aborderons la modélisation de l'onduleur de tension et sa commande MLI de type sinus triangle. Une série de simulations réalisées à l'aide du logiciel MATLAB/SIMULINK a été envisagée.

II. Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone à double alimentation est un système complexe. Afin de réduire la complexité du modèle de la machine et d'obtenir une formulation simple, on considérera quelques hypothèses simplificatrices, à savoir

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable.
- La machine est symétrique.
- La force magnétomotrice a une répartition spatiale sinusoïdale.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé et parfaitement feuilleté, ce qui en résulte que les pertes fer et les pertes par hystérésis (les courants de Foucault) sont négligeables et que seuls les enroulements sont parcourus par des courants.
- La F.m.m créée dans chaque phase au stator et au rotor est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer.

Chapitre I Modélisation de la machine Asynchrone à Double Alimentation et son Alimentation

- L'influence de l'effet de la température n'est pas prise en compte, il en résulte que tous les coefficients d'inductances propres sont constants et les coefficients d'inductances mutuelles sont fonction de la position de leurs axes magnétiques.

A partir de ces hypothèses, on peut schématiser la machine asynchrone à double alimentation par le schéma donné par la figure (I.1) :

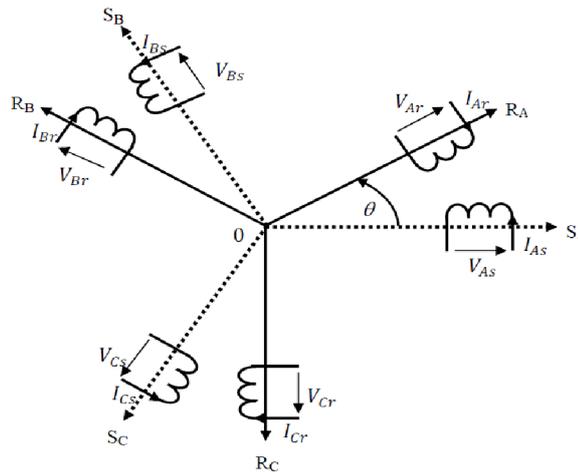


Figure I.1 : Représentation de la structure de principe de la MADA [7].

III. Mise en équation de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

Les tensions, les flux et les courants statoriques et rotoriques triphasés de la machine asynchrone à double alimentation sont décrits par les équations vectorielles suivantes :

III.1. Equations électriques :

Les équations électriques caractérisant la machine asynchrone à double alimentation sont [8] :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\varphi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{cases} \quad (I.1)$$

Avec :

$[V_s] = [V_{as}, V_{bs}, V_{cs}]^T$, $[V_r] = [V_{ar}, V_{br}, V_{cr}]^T$: Représente respectivement les tensions statoriques et rotorique.

$[I_s] = [I_{as}, I_{bs}, I_{cs}]^T$, $[I_r] = [I_{ar}, I_{br}, I_{cr}]^T$: Représente respectivement les courants statoriques et rotoriques.

$[\varphi_s] = [\varphi_{as}, \varphi_{bs}, \varphi_{cs}]^T$, $[\varphi_r] = [\varphi_{ar}, \varphi_{br}, \varphi_{cr}]^T$: Représente respectivement les flux statoriques et rotoriques.

Chapitre I Modélisation de la machine Asynchrone à Double Alimentation et son Alimentation

$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, R_s$ et R_r : Résistance des enroulements statoriques et rotorique.

III.2. Equations des flux :

Les flux créent par les enroulements statoriques et rotorique ont pour expression :

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (I.2)$$

Tel que:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{ss} & M_s & M_s \\ M_s & L_{ss} & M_s \\ M_s & M_s & L_{ss} \end{bmatrix} [L_r] = \begin{bmatrix} L_{rr} & M_r & M_r \\ M_r & L_{rr} & M_r \\ M_r & M_r & L_{rr} \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Avec :

L_s, L_r : Inductance propre d'une phase statorique et rotorique respectivement.

M_{sr}, M_{rs} : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

En introduisant (I.2) dans (I.1), on aura :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + [L_{ss}] \frac{d[I_s]}{dt} + [M_{sr}] \frac{d[I_r]}{dt} \quad (I.3)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + [L_{rr}] \frac{d[I_r]}{dt} + [M_{sr}]^T \frac{d[I_s]}{dt} \quad (I.4)$$

Cette mise en équation aboutit à deux équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est relativement laborieuse. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Parmi ces transformations, on distingue celle de Concordia et de Park qu'on utilisera dans la suite de notre travail.

III.3. Transformation triphasée – diphasée

III.3.1. Transformation de Concordia

Le but de cette transformation est de passer d'un système triphasé ($a-b-c$) à un système diphasé équivalent ($\alpha-\beta$) comme le montre la figure I.2.

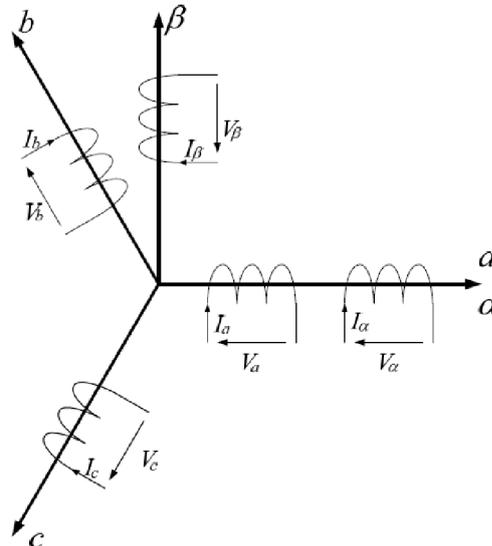


Figure I.2 : Représentation schématic d'une transformation triphasée – diphasée [9].

Il existe deux types de transformations vers le repère $(\alpha-\beta)$:

- La transformation de Clarke ; qui conserve l'amplitude mais pas la puissance ni le couple (rapport 3/2).
- La transformation de Concordia ; qui conserve la puissance mais pas l'amplitude des grandeurs de phase (rapport 3 /2). On s'intéressera dans notre travail à cette transformation.

Le passage du système triphasé vers le système biphasé fixe ce fait comme suit :

$$X_{abc} = C_{32} \cdot X_{\alpha\beta} \cdot (I.5)$$

Avec :

$$C_{32}^t = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

III.3.2. Transformation de PARK

La transformation de Park est constituée d'une transformation biphasée suivie d'une rotation. Elle permet de passer d'un repère $(\alpha-\beta)$ vers un repère mobile (d-q). Cette transformation s'effectue à travers une matrice dite matrice de Park $P(\vartheta_e)$.

$$P(\vartheta_e) = \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_e) & -\sin(\vartheta_e) \\ \sin(\vartheta_e) & \cos(\vartheta_e) \end{bmatrix}$$

Le passage du système biphasé fixe au système biphasé mobile, ce fait en multipliant par $P(\vartheta_e)$:

$$X_{dq} = P(\vartheta_e).X_{\alpha\beta} \quad (I.6)$$

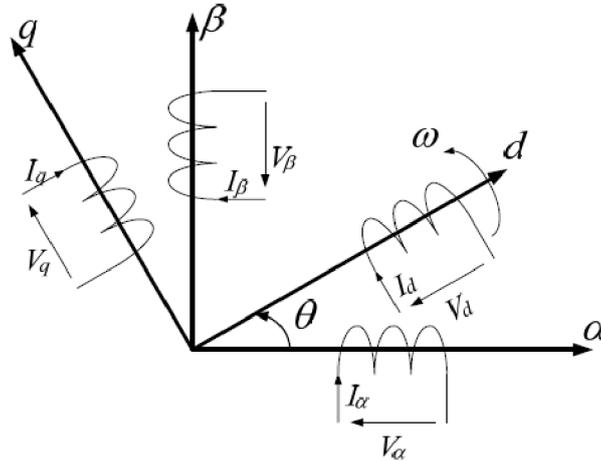


Figure I.3 : Représentation schématique d'une transformation de Park [9].

III.3.3. Modèle de la MADA dans le repère de Concordia

III.3.3.1. Équations des flux

L'application de cette transformation au système d'équation (I.2) consiste à effectuer le changement de variable suivant.

$$[\varphi_{s\alpha\beta}] = [C_{32}]^{-1}. [\varphi_{sabc}]$$

$$[I_{s\alpha\beta}] = [C_{32}]^{-1}. [I_{sabc}]$$

$$[\varphi_{r\alpha\beta}] = [C_{32}]^{-1}. [\varphi_{rabc}]$$

$$[I_{r\alpha\beta}] = [C_{32}]^{-1}. [I_{rabc}]$$

Nous aurons alors :

$$[C_{32}]^{-1}. [\varphi_{sabc}] = [C_{32}]^{-1} [L_{ss}]. [I_{sabc}] + [C_{32}]^{-1}. [M_{sr}]. [I_{rabc}] \quad (I.7)$$

En définissant $[I_3]$ comme étant la matrice d'identité d'ordre 3, on a :

$$[I_3] = [C_{32}] \cdot [C_{32}]^{-1} \quad (\text{I.8})$$

En introduisant cette identité dans la formule (II.7), on a :

$$\begin{aligned} [\varphi_{s\alpha\beta}] &= [C_{32}]^{-1} [L_{ss}] \cdot [C_{32}] \cdot [C_{32}]^{-1} [I_{sabc}] + \\ &[C_{32}]^{-1} [M_{sr}] \cdot [C_{32}] \cdot [C_{32}]^{-1} \cdot [I_{rabc}] \quad (\text{I.9}) \end{aligned}$$

A partir de cette équation, on peut définir les matrices suivantes :

$$[L_s] = [C_{32}]^{-1} [L_{ss}] [C_{32}] = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 \\ 0 & l_s - M_s \end{bmatrix}$$

Et

$$[M_{sr}] = [C_{32}]^{-1} [M_{sr}] [C_{32}] = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_e) & -\sin(\vartheta_e) \\ \sin(\vartheta_e) & \cos(\vartheta_e) \end{bmatrix}$$

Le système d'équation (I.9) deviendra :

$$[\varphi_{s\alpha\beta}] = [L_s] \cdot [I_{s\alpha\beta}] + [M_{sr}] \cdot [I_{r\alpha\beta}] \quad (\text{I.10})$$

En effectuons le même principe pour les enroulements rotoriques on a :

$$[\varphi_{r\alpha\beta}] = [L_r] \cdot [I_{r\alpha\beta}] + [M_{sr}]^t \cdot [I_{s\alpha\beta}] \quad (\text{I.11})$$

Avec :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r - M_r & 0 \\ 0 & l_r - M_r \end{bmatrix}, [M_{sr}]^t = \frac{3}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\vartheta_e) & \sin(\vartheta_e) \\ -\sin(\vartheta_e) & \cos(\vartheta_e) \end{bmatrix}$$

III.3.3.2. Equation des tensions

De la même manière que dans la partie précédente, on applique la transformation de Concordia au système d'équation (I.1) :

$$[C_{32}]^{-1} [V_{s\alpha\beta}] = [C_{32}]^{-1} [R_s] \cdot [C_{32}] \cdot [C_{32}]^{-1} [I_{sabc}] + \frac{d}{dt} \{ [C_{32}]^{-1} \cdot [\varphi_{sabc}] \} \quad (\text{I.12})$$

$$[C_{32}]^{-1} [V_{r\alpha\beta}] = [C_{32}]^{-1} [R_r] \cdot [C_{32}] \cdot [C_{32}]^{-1} [I_{rabc}] + \frac{d}{dt} \{ [C_{32}]^{-1} \cdot [\varphi_{rabc}] \} \quad (\text{I.13})$$

En représentant les variables rotoriques et statoriques dans une même matrice on a :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

III.3.4. Model de la MADA dans le repère de PARK :

La projection des grandeurs électriques et magnétique de la MADA, dans un repère (d-q) tournant à une vitesse ω quelconque par rapport au stator et $(\omega - \omega_e)$ par rapport au rotor est exposée ci-dessous.

III.3.4.1. Equations des flux

En remplaçant les grandeurs $X_{\alpha\beta}$ par $P(\vartheta).X_{dq}$ et en pré-multipliant les deux cotés du système d'équation (I.10) et (I.11) par $P(-\vartheta)$, on obtient alors le modèle de Park.

$$\begin{cases} [P(\vartheta)].[\varphi_{sdq}] = [L_s]. [P(\vartheta)]. [I_{sdq}] + [M_{sr}]. [P(\vartheta - \vartheta_e)]. [I_{rdq}] \\ [P(\vartheta - \vartheta_e)]. [\varphi_{rdq}] = [L_r]. [P(\vartheta - \vartheta_e)]. [I_{rdq}] + [M_{sr}]^t [P(\vartheta)]. [I_{sdq}] \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{cases} [\varphi_{sdq}] = [L_s]. [I_{sdq}] + [M_{sr}]. [P(-\vartheta_e)]. [I_{rdq}] \\ [\varphi_{rdq}] = [L_r]. [I_{rdq}] + [M_{sr}]^t. [P(\vartheta_e)]. [I_{sdq}] \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

III.3.4.2. Équations des tensions

Concernant les équations aux tensions, on applique la même procédure que pour les équations de flux, on aura :

$$\begin{cases} [P(\vartheta)][V_{sdq}] = [R_s][P(\vartheta)][I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \{ [P(\vartheta)][\varphi_{sdq}] \} \\ [P(\vartheta - \vartheta_e)][V_{rdq}] = [R_r][P(\vartheta - \vartheta_e)][I_{rdq}] + \frac{d}{dt} \{ [P(\vartheta - \vartheta_e)][\varphi_{rdq}] \} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

En multipliant ces deux équations respectivement par $P(-\vartheta)$ et $P(-\vartheta + \vartheta_e)$, on a :

$$\begin{cases} [V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + [P(-\vartheta)] \frac{d}{dt} \{ [P(\vartheta)][\varphi_{sdq}] \} \\ [V_{rdq}] = [R_r][I_{rdq}] + [P(-\vartheta + \vartheta_e)] \frac{d}{dt} \{ [P(-\vartheta + \vartheta_e)][\varphi_{rdq}] \} \end{cases} \quad (\text{I.18})$$

Afin de simplifier le système d'équation (I.18), on utilise la propriété suivante :

$$[P(-\vartheta)]. \frac{d}{dt} \{ [P(\vartheta)][X_{dq}] \} = [P(-\vartheta)]. [P(\vartheta)]. \frac{d}{dt} \{ [\varphi_{sdq}] \} + [P(-\vartheta)][X_{dq}]. \frac{d}{dt} \{ [P(\vartheta)] \}$$

$$= \frac{d}{dt} \{[\varphi_{sdq}]\} + [X_{dq}] \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \quad (I.19)$$

Alors, on aura :

$$\begin{cases} [V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + \frac{d}{dt} \{[\varphi_{sdq}]\} + [\varphi_{sdq}] \cdot \frac{d\theta}{dt} \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \\ [V_{rdq}] = [R_r][I_{rdq}] + \frac{d}{dt} \{[\varphi_{rdq}]\} + [\varphi_{rdq}] \cdot \frac{d(-\vartheta + \vartheta_e)}{dt} \cdot P\left(\frac{\pi}{2}\right) \end{cases} \quad (I.20)$$

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation dans le plan de Park est :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\omega & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & (\omega - \omega_s) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & (-\omega + \omega_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

On choisissons $\mathcal{G} = \mathcal{G}_s$ le modèle en flux de la MADA ce simplifier, en effet, les sous matrice inductance sont diagonales et elles ne dépendent plus de l'angle électrique entre le stator et le rotor :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sq} \\ \varphi_{rq} \\ \varphi_{sd} \\ \varphi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 \\ 0 & L_s & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} \\ \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

En intégrons l'équation (I.22) dans (I.21) on a :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s - L_s\omega_s & 0 & -\frac{3}{2}\omega_s M_{sr} & 0 \\ 0 & R_s + L_s\omega_s & 0 & \frac{3}{2}\omega_s M_{sr} \\ -\frac{3}{2}\omega_r M_{sr} & 0 & R_r - L_r\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}\omega_r M_{sr} & 0 & R_r + L_r\omega_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 \\ 0 & L_s & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} \\ \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_r & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd}^* \\ I_{sq}^* \\ I_{rd}^* \\ I_{rq}^* \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

III.4. Equation mécanique

Dans la machine asynchrone à double alimentation, la seule pièce qui est mobile est le rotor. La détermination de l'équation mécanique de cette machine est basée sur la deuxième équation de Newton qui stipule que l'accélération subie par un corps en mouvement dans un référentiel galiléen est proportionnelle à la résultante des couples qu'il subit, et inversement proportionnelle à son moment d'inertie :

$$\sum_i C_i = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.24)$$

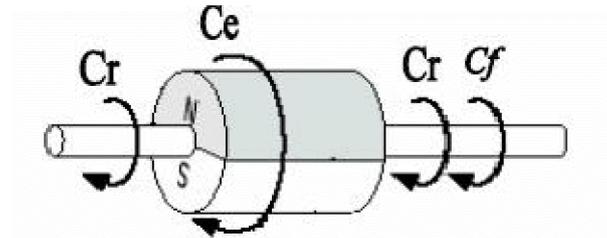


Figure I.4. Les différents couples qui agissent sur le rotor [10].

A partir de la figure I.4 représentant les différents couples agissants sur le rotor de la machine, L'équation du mouvement de la MADA est :

$$C_{em} - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.25)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant.

C_{em} : Couple électromagnétique.

Ω : Vitesse de rotation mécanique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

La forme générale du couple électromagnétique développé par une machine asynchrone triphasée modélisée dans le repère de Park est donnée par la relation suivante [4] :

$$\begin{aligned} C_{em} &= pM_{sr} \text{Im}(\bar{I}_s \bar{I}_r^*) = pM_{sr} \text{Re}(\bar{I}_s^* \bar{I}_r) = pM_{sr} [I_{sq} I_{rd} - I_{sd} I_{rq}] \\ &= p[\varphi_{rq} I_{rd} - \varphi_{rd} I_{rq}] \quad (I.26) \\ &= p[\varphi_{sd} I_{sq} - \varphi_{sq} I_{sd}] \end{aligned}$$

IV. Modèle d'état non linéaire et non stationnaire de la MADA

Introduisons, pour le modèle complet de la machine, un vecteur d'état formé, en plus des quatre courants, de la vitesse et de la position angulaire. Le couple de charge sera considéré comme une entrée perturbatrice.

L'entrée étant constituée des quatre tensions d'alimentation, ce nouveau vecteur d'état nous amène à la représentation suivante :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ i_{rq} \\ \omega \\ \vartheta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 I_{sd} + (a\omega + \omega_s) I_{sq} + a_3 I_{rd} + a_5 \omega I_{rq} \\ -(a\omega + \omega_s) I_{sd} + a_1 I_{sq} + a_5 \omega I_{rd} - a_3 I_{rq} \\ a_4 I_{sd} + a_6 \omega I_{sq} + a_2 I_{rd} + \left(\omega_s - \frac{\omega}{\sigma}\right) I_{rq} \\ -a_6 \omega I_{sd} - a_4 I_{sq} + \left(\omega_s - \frac{\omega}{\sigma}\right) I_{rd} - a_2 I_{rq} \\ m_1 (I_{sq} I_{rd} - I_{sd} I_{rq}) - m_2 \omega \\ \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 & -b_3 & 0 & 0 \\ 0 & b_1 & 0 & -b_3 & 0 \\ -b_3 & 0 & b_2 & 0 & 0 \\ 0 & -b_3 & 0 & b_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -m_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \\ C_r \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Avec :

$$a = \frac{1-\sigma}{\sigma} a_1 = \frac{R_s}{\sigma L_s} a_2 = \frac{R_r}{\sigma L_r} a_3 = \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} a_4 = \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_s L_r}$$

$$a_5 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s} a_6 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_r} b_1 = \frac{1}{\sigma L_s} b_2 = \frac{1}{\sigma L_r} b_3 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}$$

Et

$$m_1 = \frac{p^2 M_{sr}}{J} m_2 = \frac{f}{J} m_3 = \frac{p}{J}$$

V.Simulation du modèle de la MADA et interprétation des résultats

Afin d'étudier le comportement de la machine asynchrone à double alimentation, son modèle mathématique dont les paramètres sont donnés à l'annexe 1 est simulé à l'aide du logiciel Matlab/Simulink.

Le schéma bloc de la MADA est donné comme

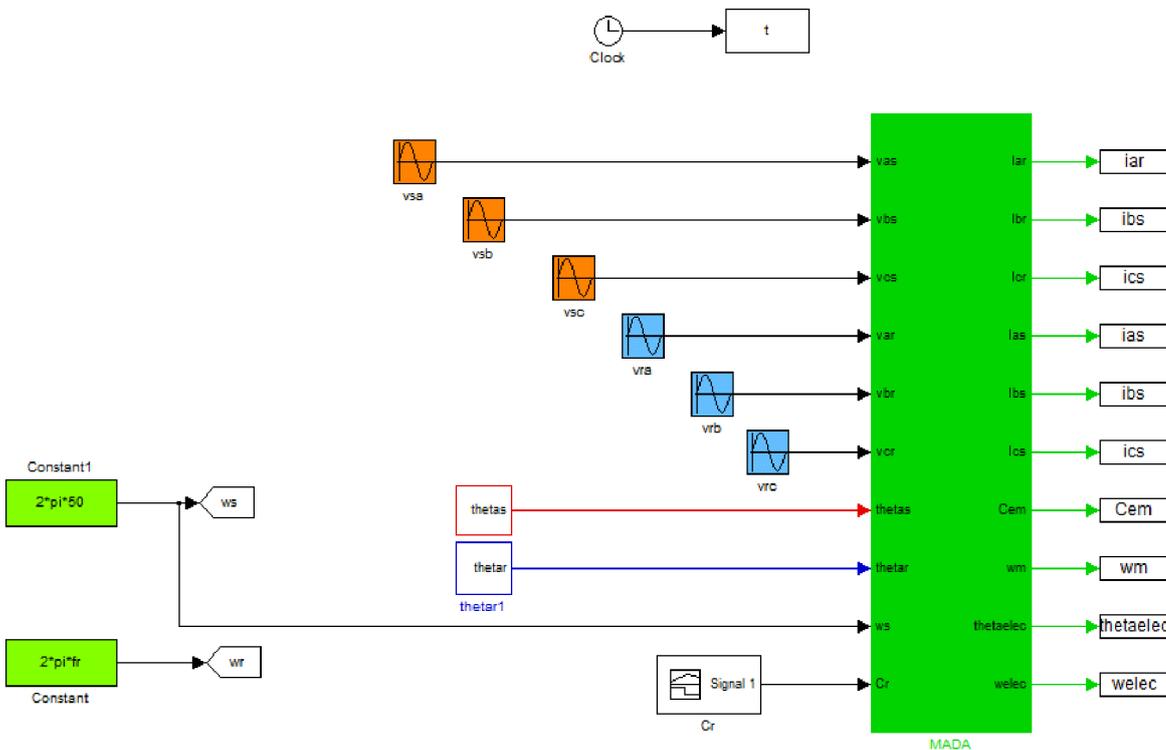


Figure I.5. Le schéma bloc de simulation de la MADA alimenté en tension.

V.1.Fonctionnement en hypo-synchrone

Dans ce cas d'étude, le stator et le rotor de la MADA sont alimentés par deux sources de tension dont les caractéristiques sont :

- Au stator : $V_s=220V$, $f_s=50Hz$.
- Au rotor : $V_r=105V$, $f_r=10Hz$.

Les résultats obtenus sont représentés par les figures suivantes :

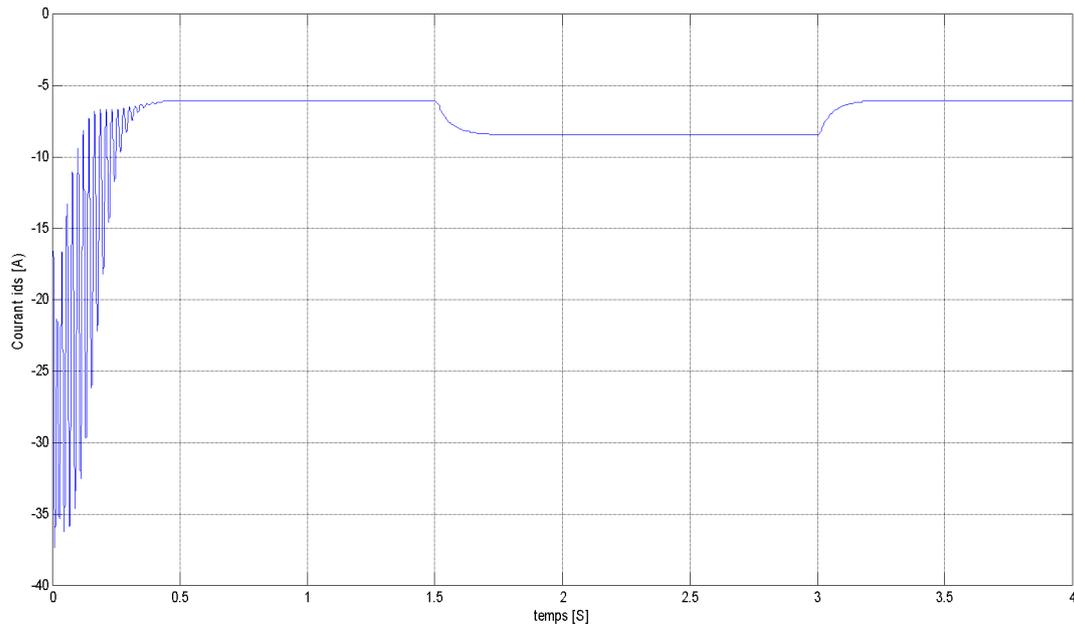


figure I.6. Courant I_{ds} [A]

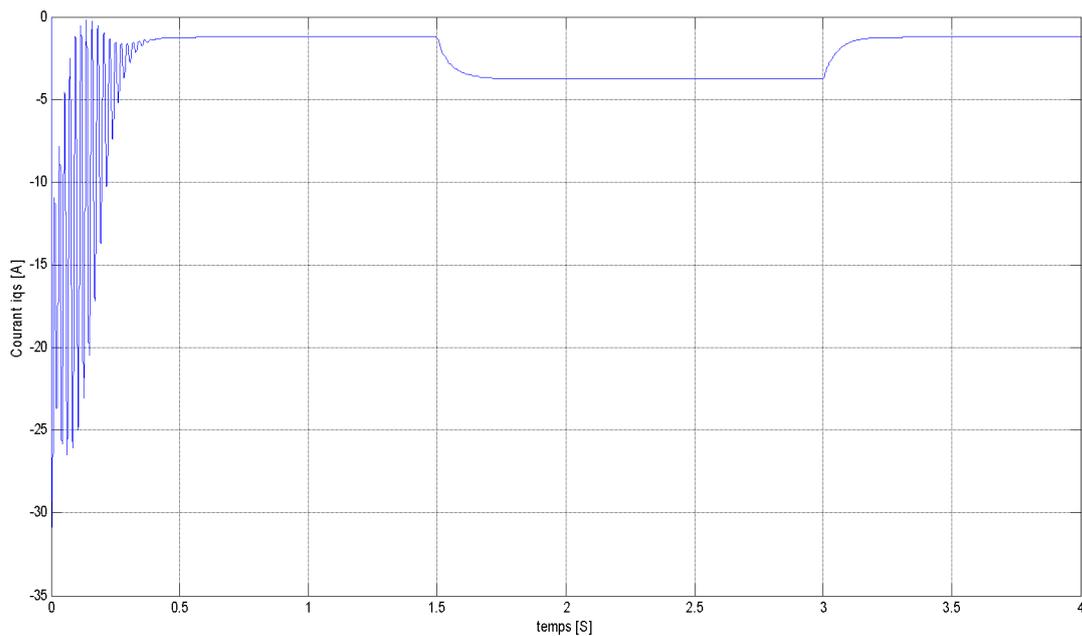


figure I.7. Courant I_{qs} [A]

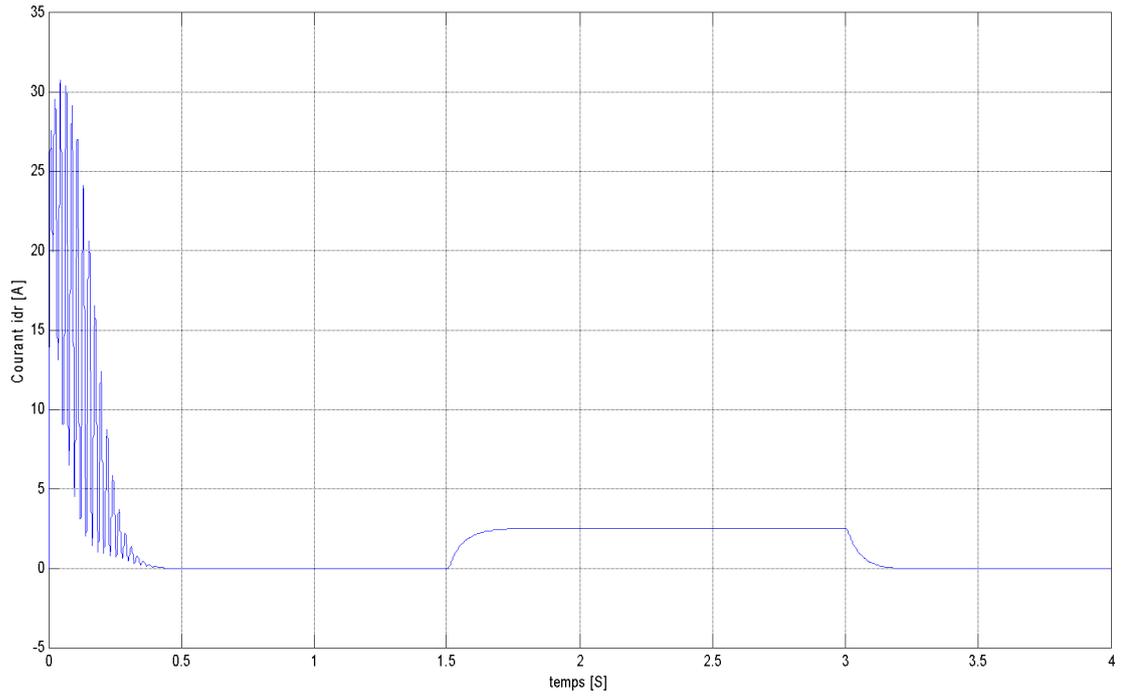


figure I.8. Courant Idr [A]

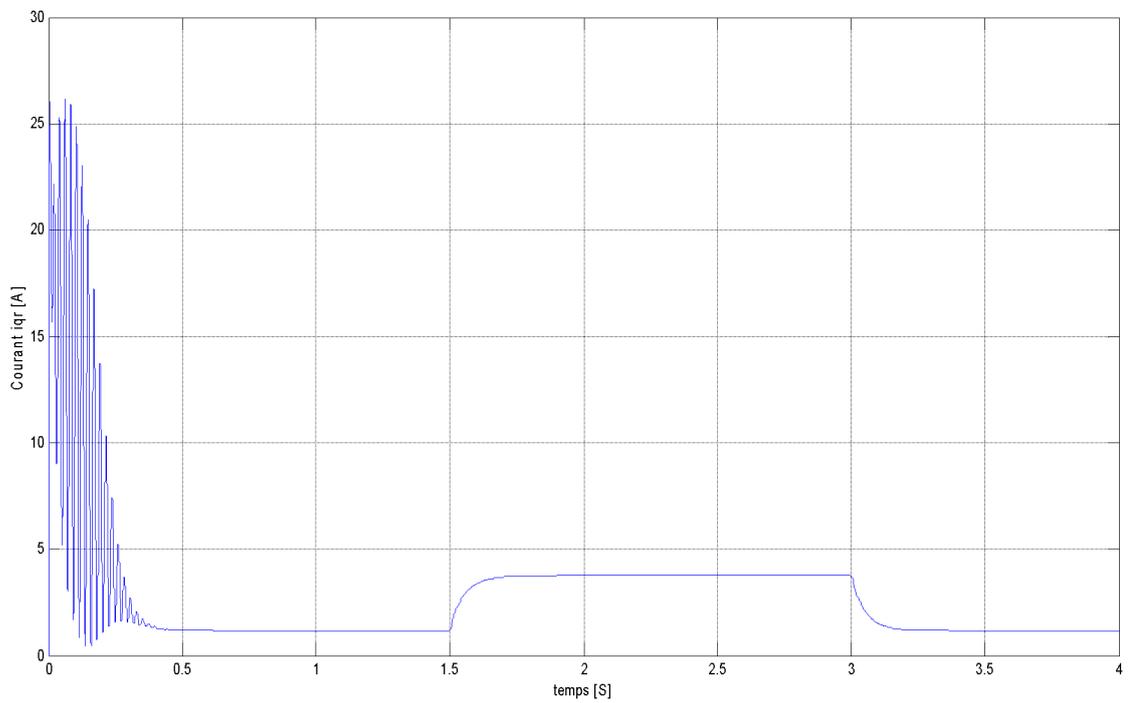


figure I.9. Courant Iqr [A].

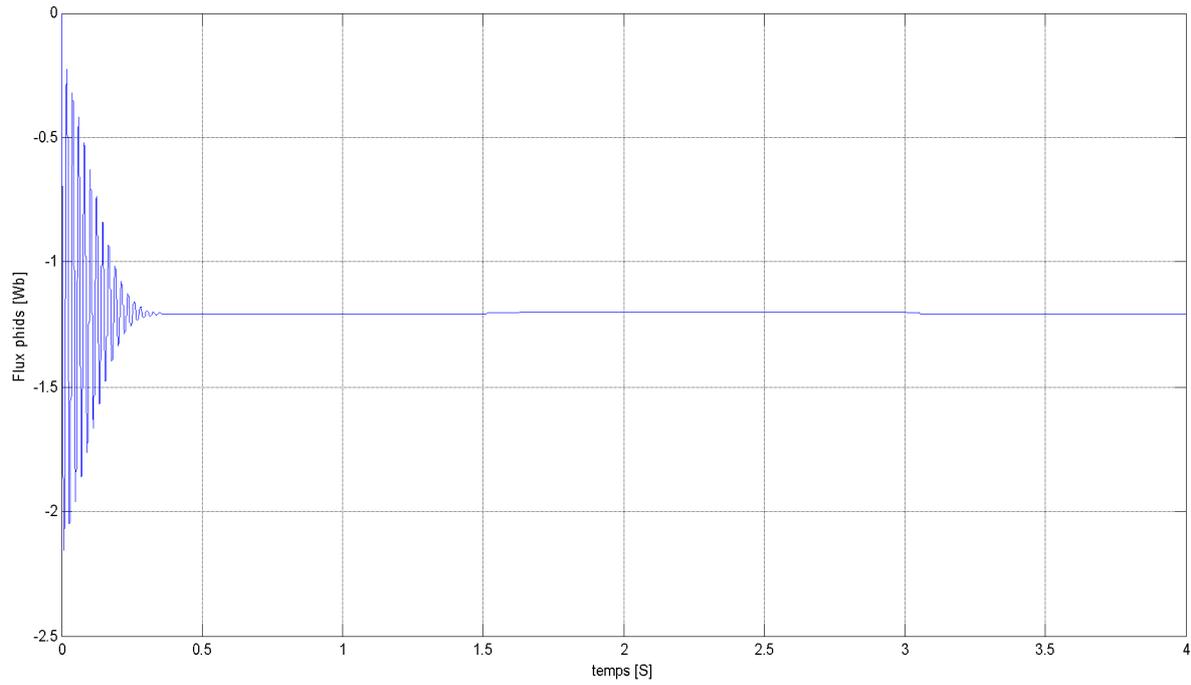


figure I.9. Flux ϕ_{ids} [Wb]

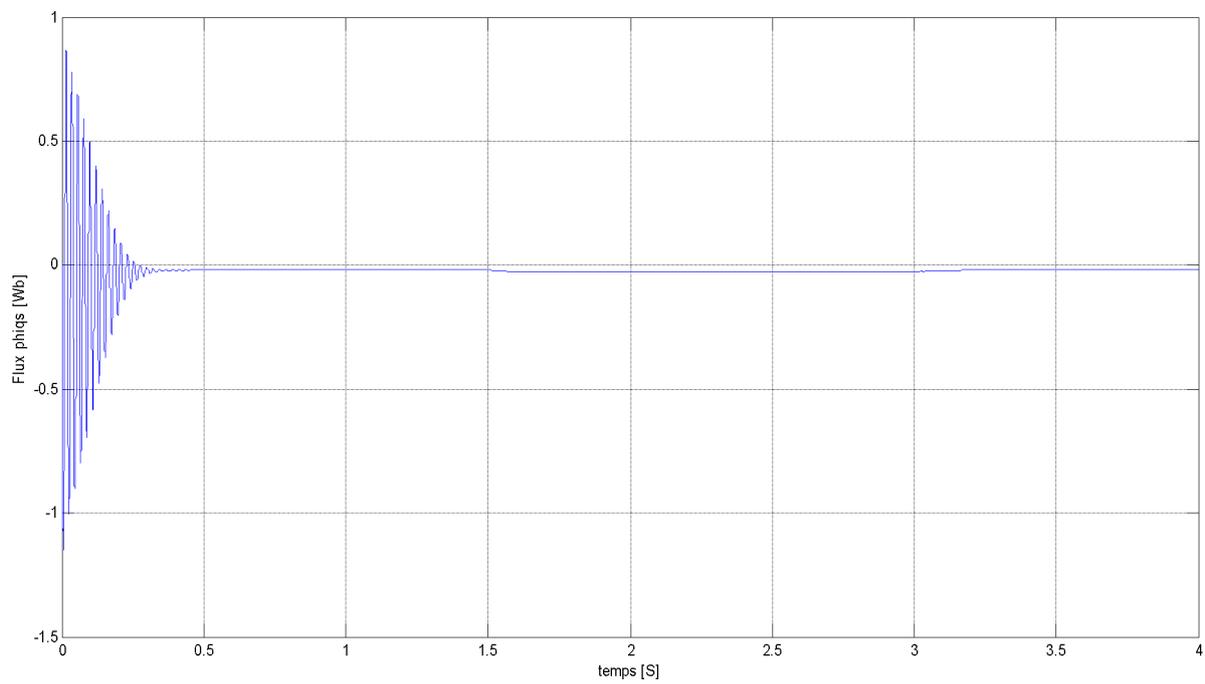


figure I.10. Flux ϕ_{iqs} [Wb].

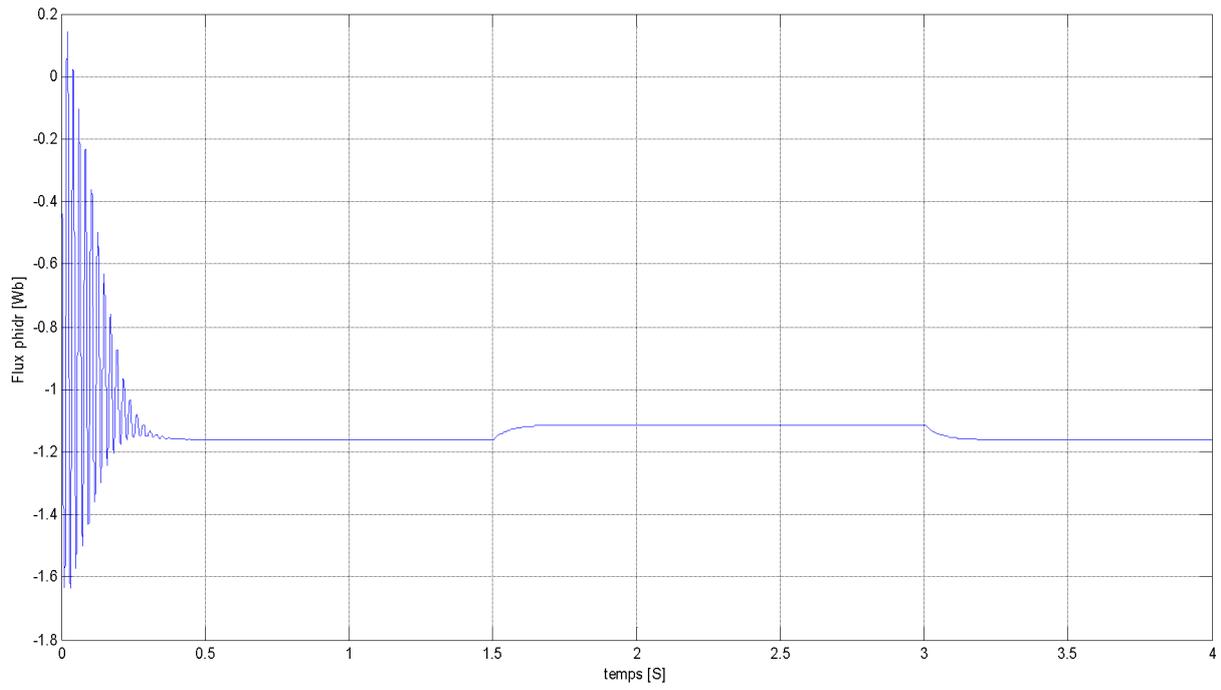


figure I.11. Flux ϕ_{dr} [Wb]

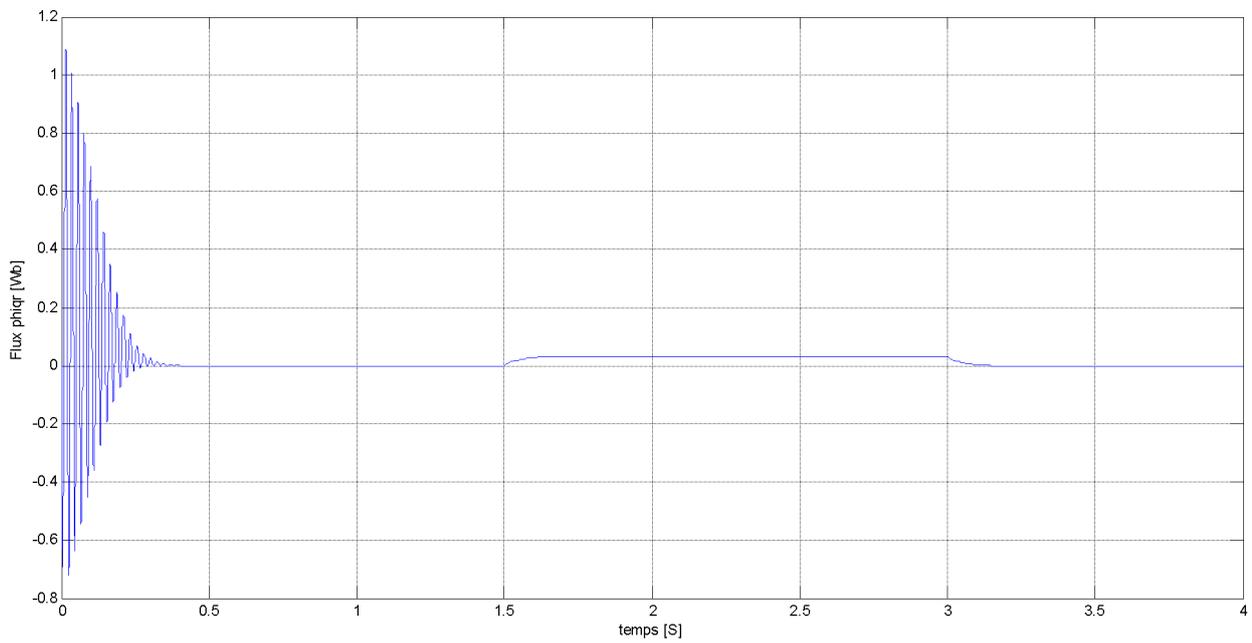


figure I.12. Flux ϕ_{qr} [Wb]

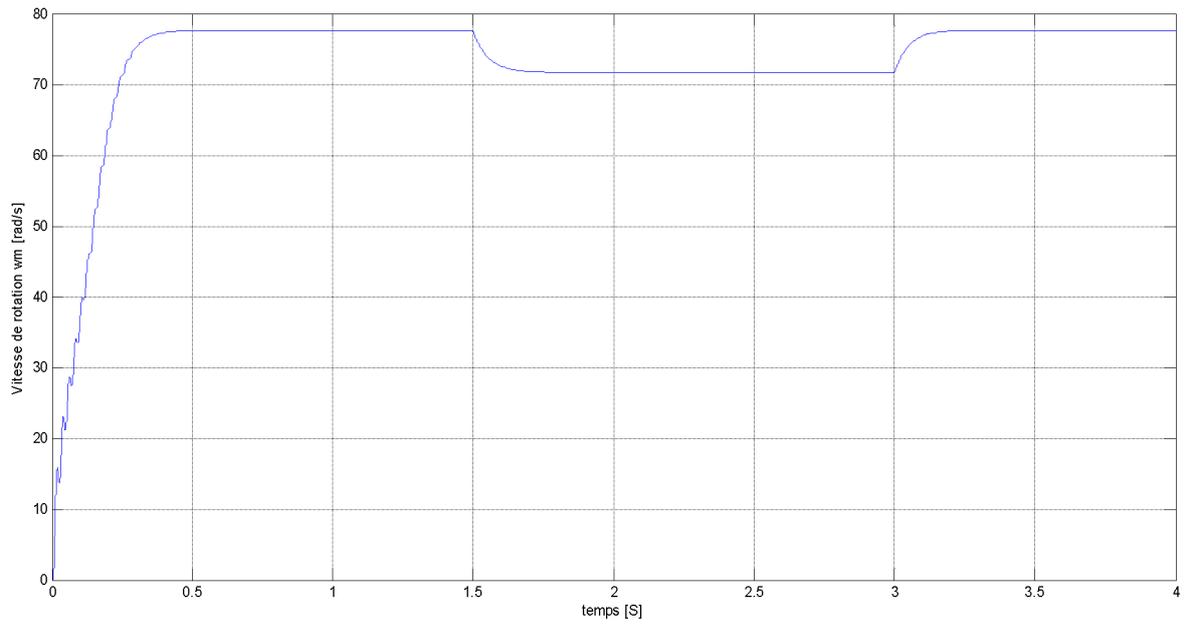


figure I.13. Vitesse de rotation w_m [rad/s]

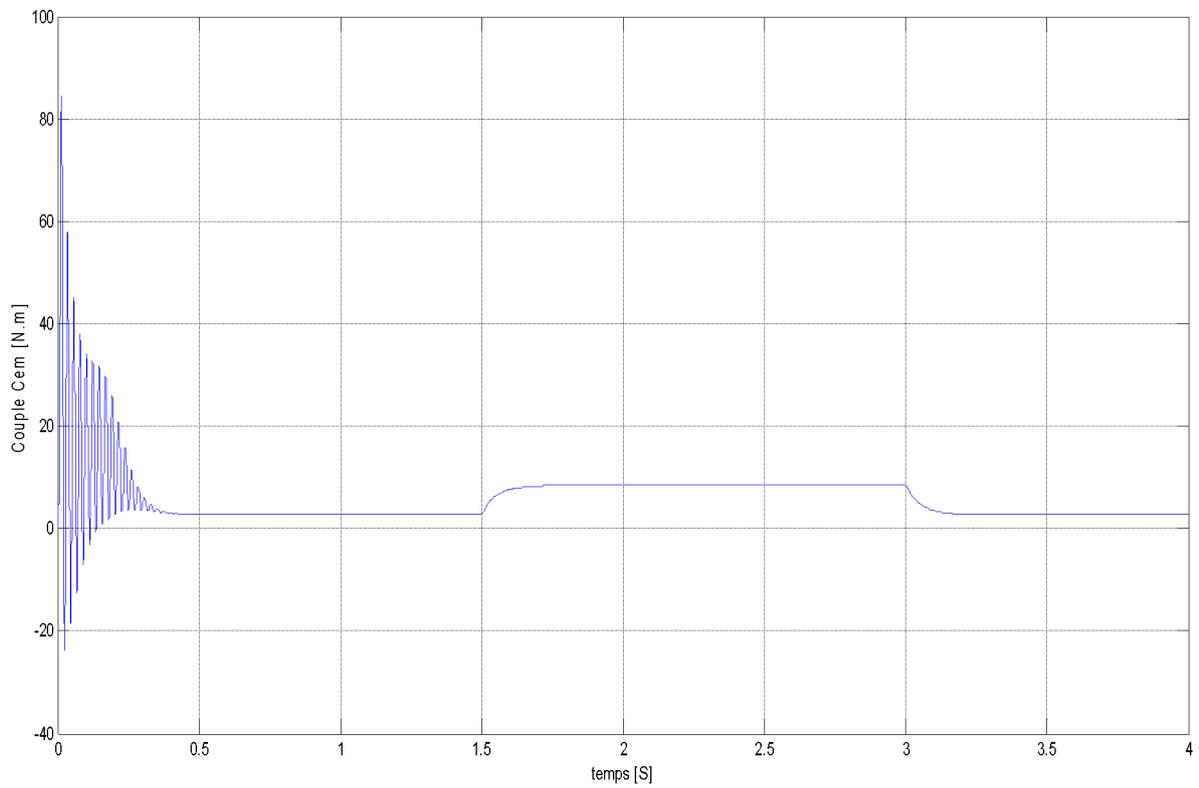


figure I.14. Couple électromagnétique C_{em} [N.m]

V.2.Fonctionnement en hyper-synchrone :

Afin de fonctionner en hyper synchrone, il suffit d'inverser deux phases de l'alimentation rotorique.

Les résultats obtenus sont présentés ci-dessous.

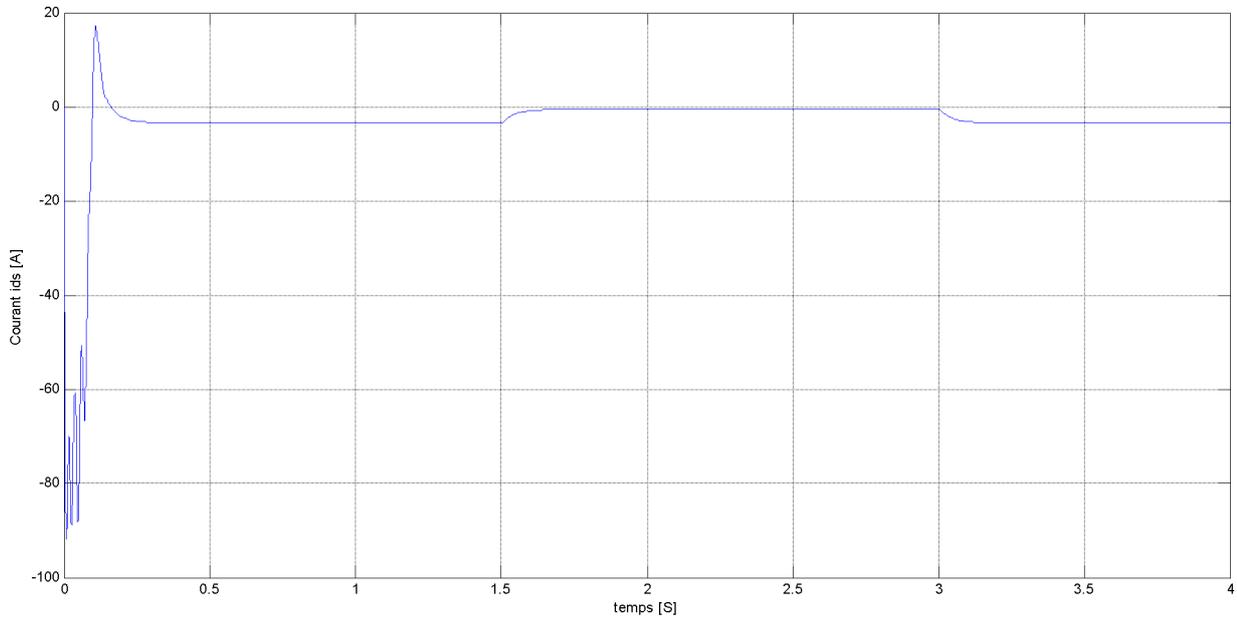


figure I.15. Courant I_{ds} [A]

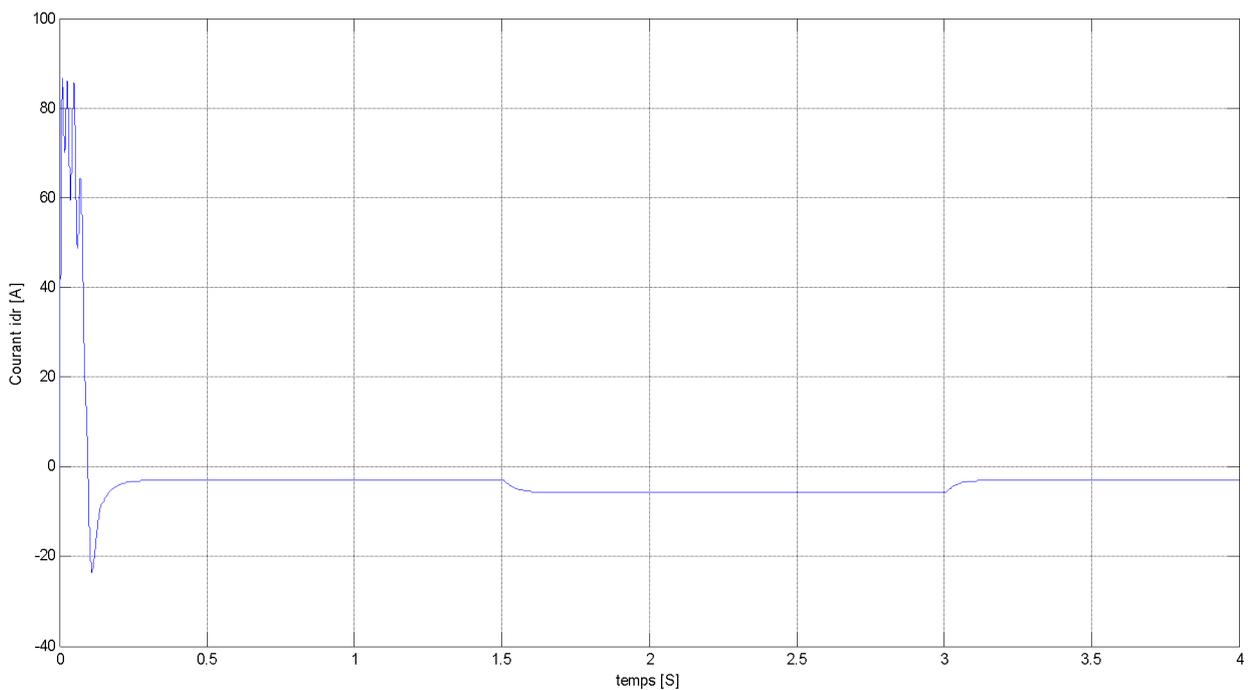


figure I.16. Courant I_{dr} [A]

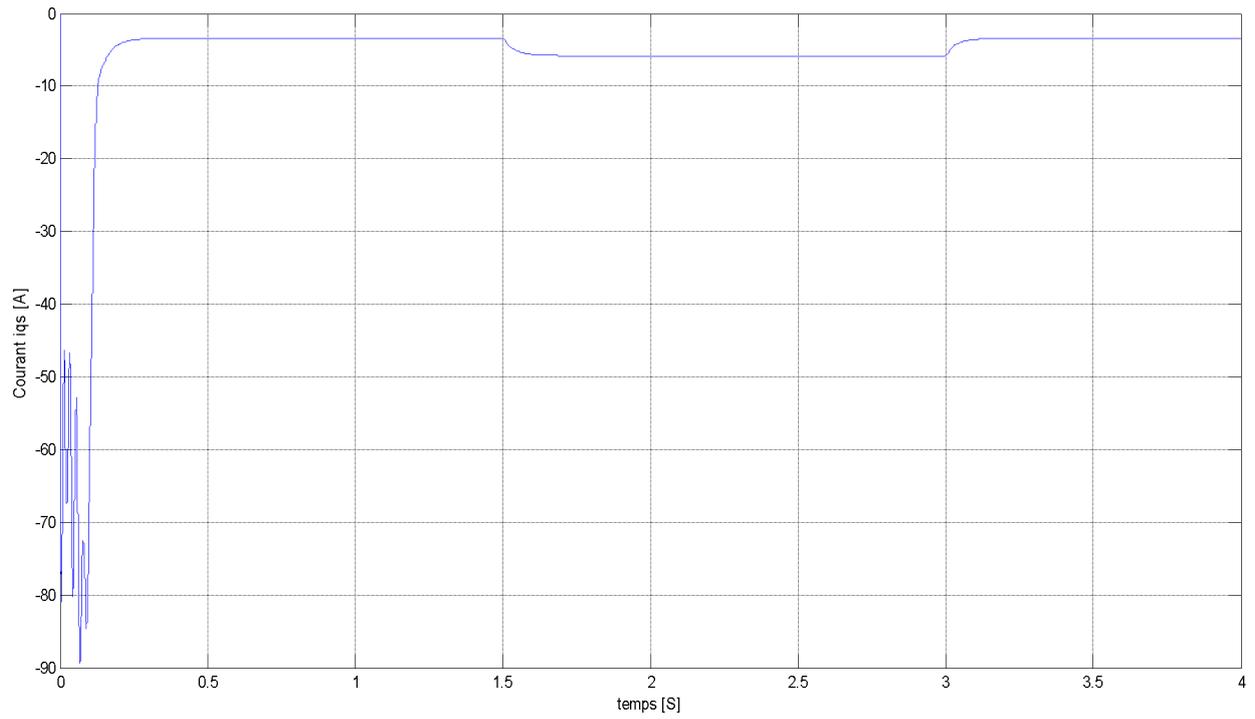


figure I.17. Courant I_{qs} [A]

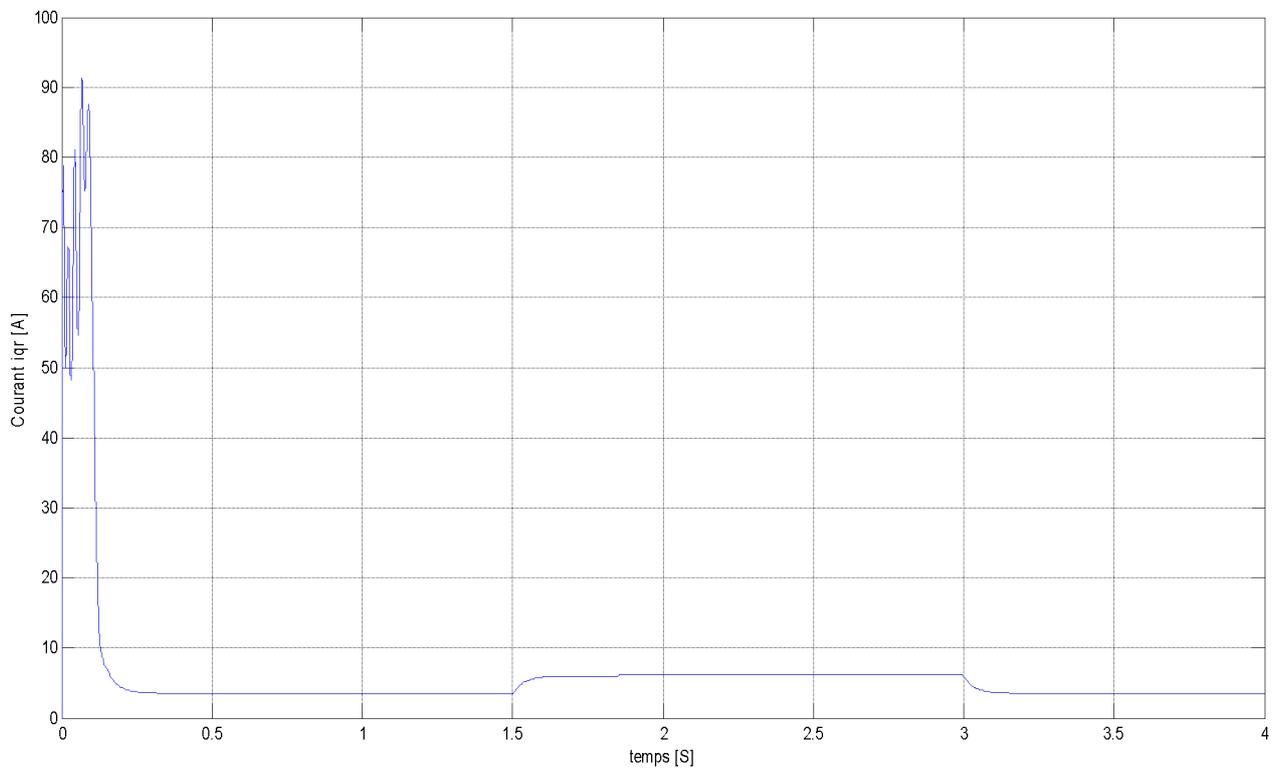


figure I.18. Courant I_{qr} [A]

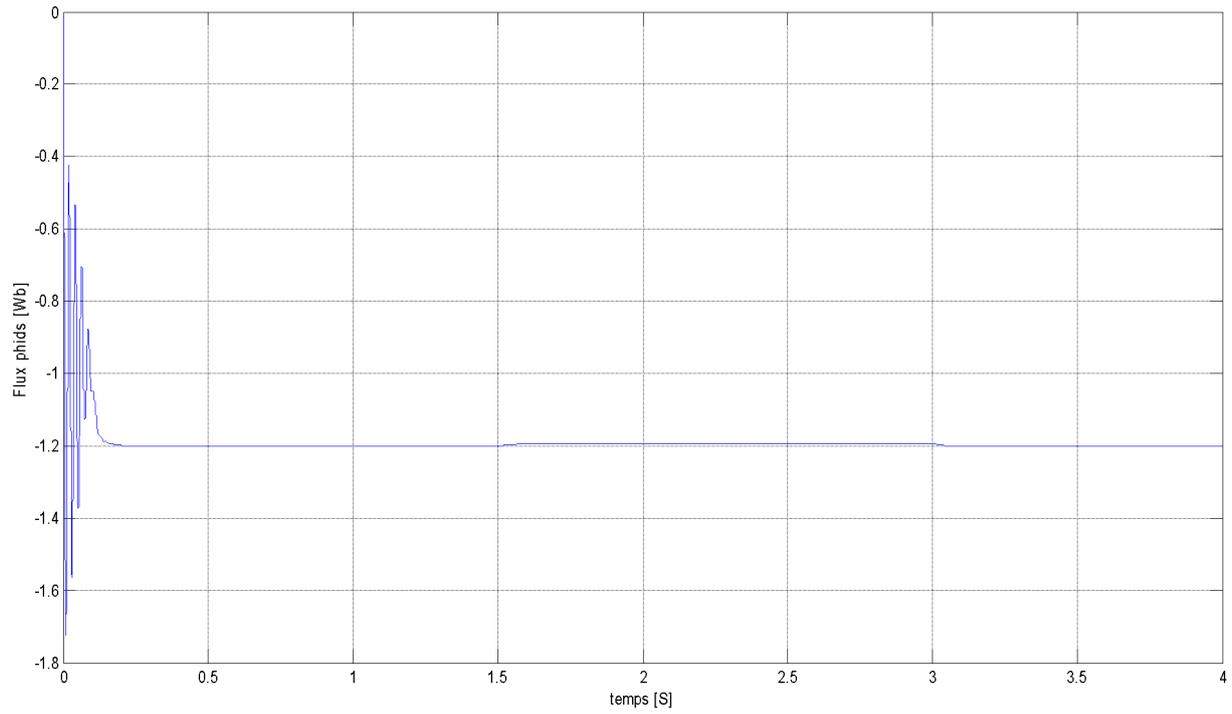


figure I.19. Flux phids [Wb]

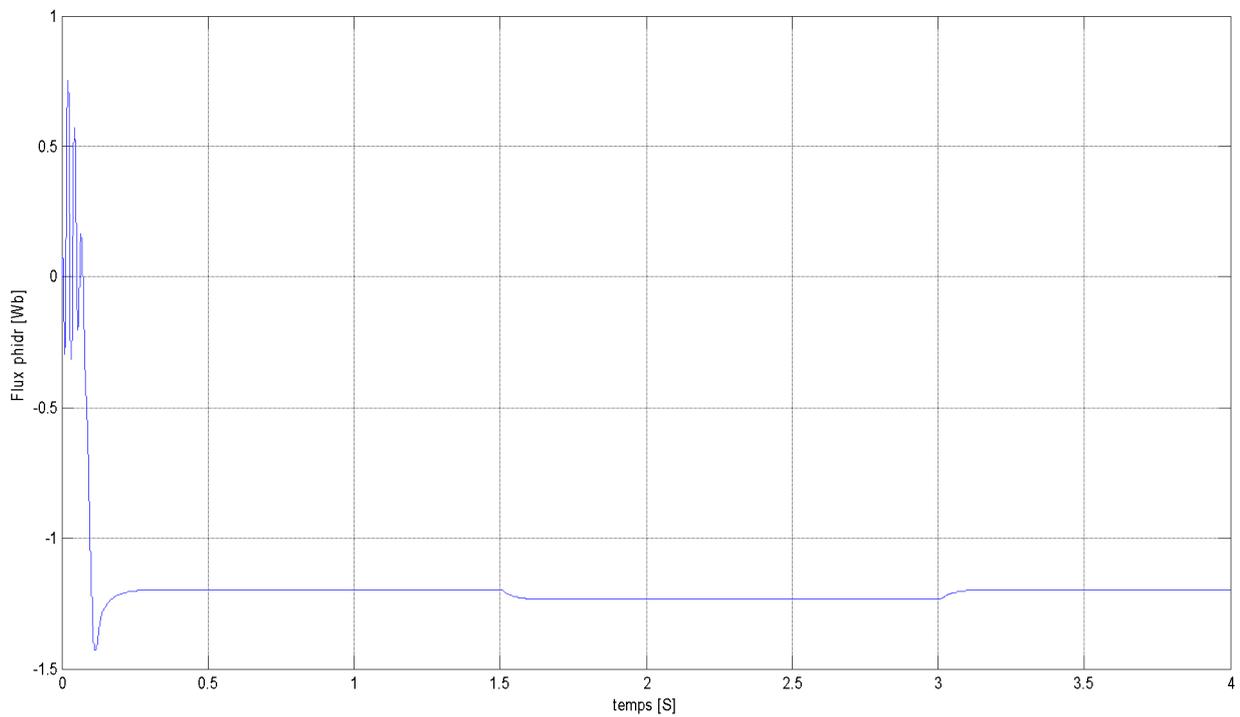


figure I.20. Flux phidr [Wb]

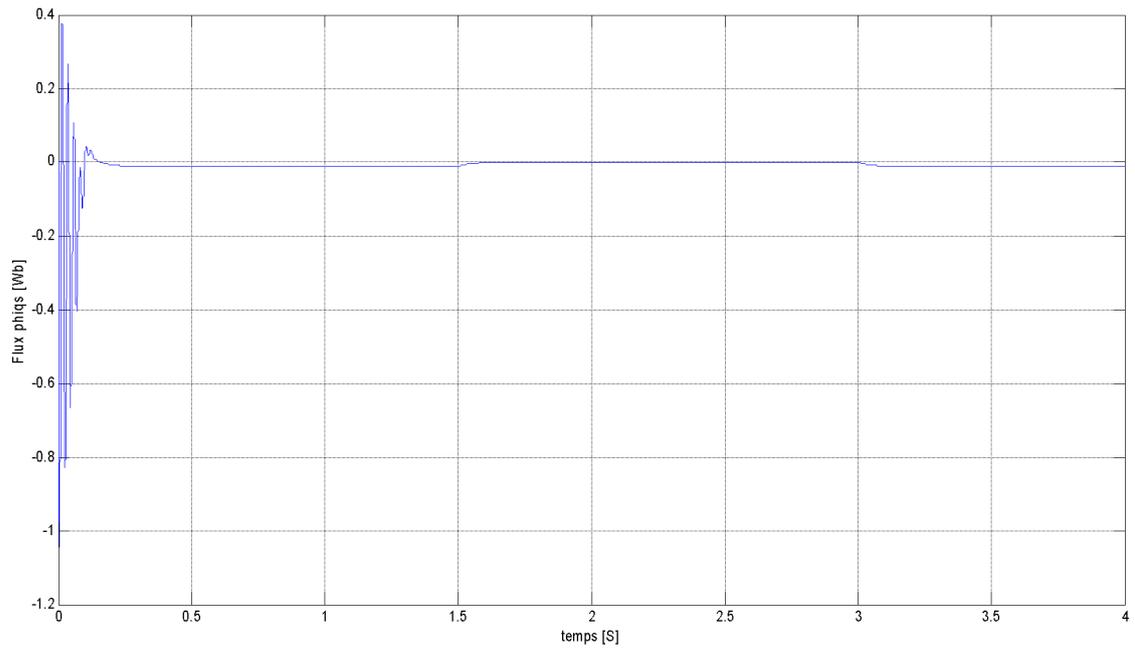


figure I.21. Flux ϕ_{qs} [Wb]

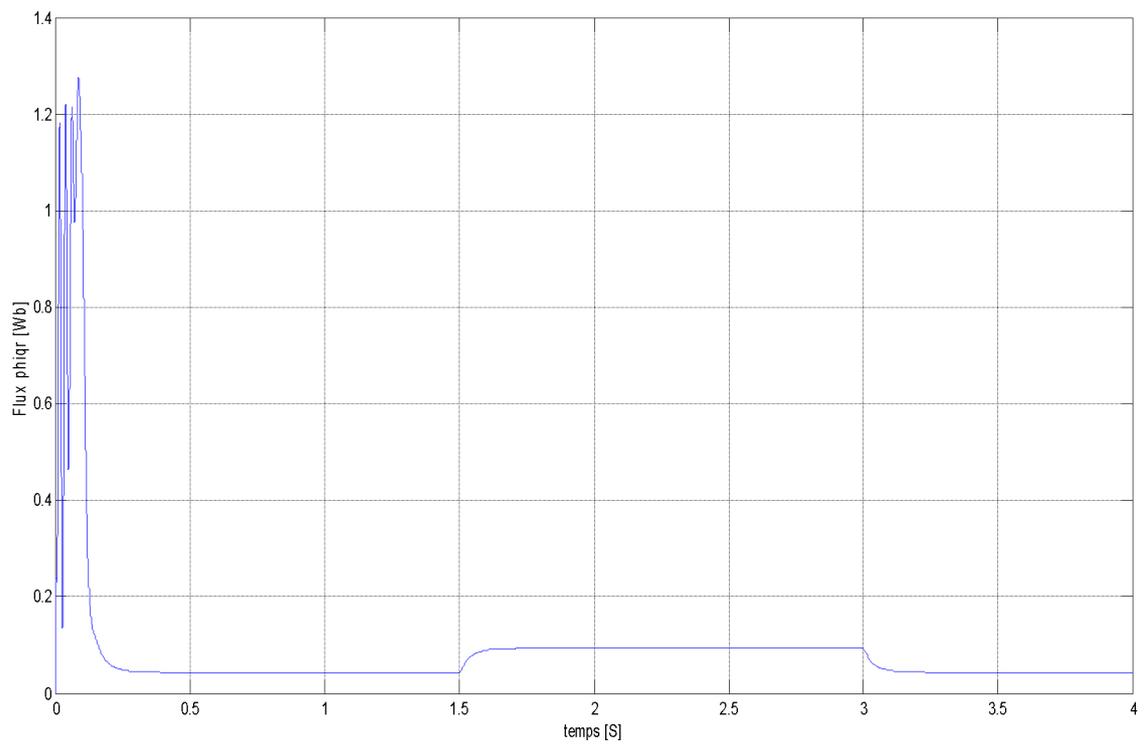


figure I.22. Flux ϕ_{qr} [Wb]

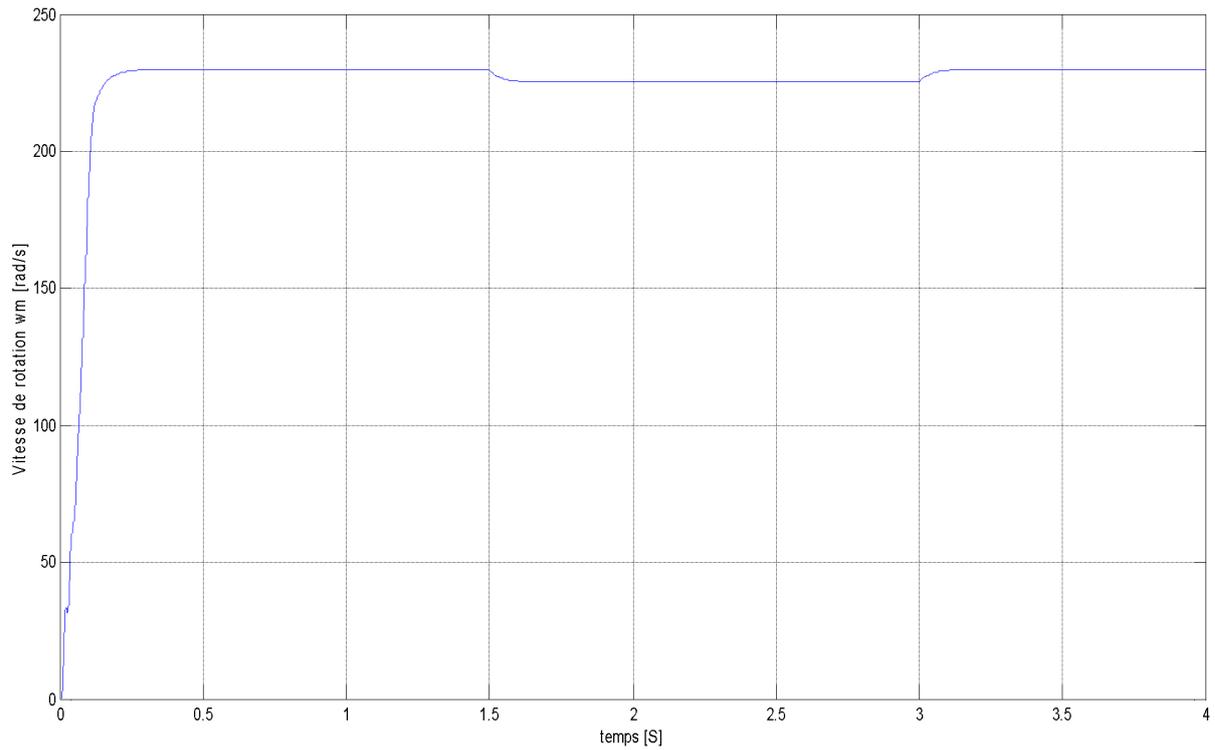


figure I.23. Vitesse de rotation w_m [rad/s]

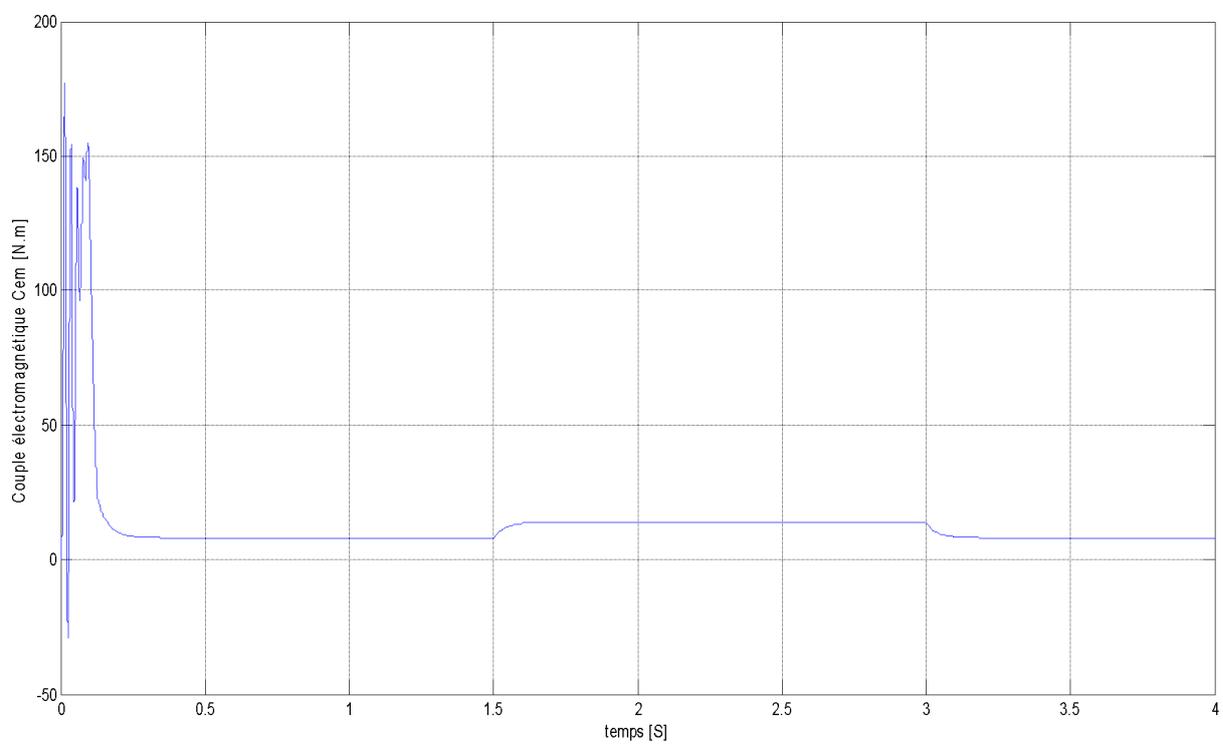


figure I.24. Couple électromagnétique C_{em} [N.m]

V.3. Interprétation des résultats :

L'examen de ces courbes montre que durant la phase de démarrage à vide ($t < 1.5s$), le couple électromagnétique oscille fortement et il atteint une valeur égale à cinq fois (5) la valeur du couple nominale pour le mode hypo-synchrone et plus de huit (8) fois pour le mode hyper-synchrone, puis il continue avec des oscillations moins importantes autour d'une valeur moyenne qui correspond aux pertes par frottements et ventilation. Ceci est accompagné par un fort appel de courant très bref au démarrage égale environ à trois fois le courant nominale pour le mode hypo-synchrone et plus de six fois le courant nominale pour le mode hyper-synchrone. En régime permanent la vitesse de rotation se stabilise à 80 rad/s pour le mode hypo-synchrone, et autour de 235 rad/s pour le mode hyper-synchrone.

Quand ($1.5 \leq t \leq 3s$), en charge la machine ($C_r = 6Nm$), la vitesse de rotation diminue du fait que l'application de la charge. Le couple électromagnétique augmente pour compenser le couple résistant ce qui entraîne une augmentation de courant absorbé par la machine. On remarque un fort couplage entre le couple et le flux.

Au-delà de $t > 3s$, le couple de charge est enlevé ($C_r = 0$), la vitesse de rotation revient à sa valeur de fonctionnement à vide 80rad/s pour le mode hypo-synchrone et 235rad/s pour le mode hyper-synchrone.

VI. Modélisation de l'onduleur de tension

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

Il est constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristors. Il permet d'imposer à la machine des ondes à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard.

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels, chaque interrupteur constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche [11].

Les couples d'interrupteurs (K11, K21), (K12, K22), (K13, K23) sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques et rotorique de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source. Les diodes D_{ij} ($ij=1, 2, 3$) sont des diodes à roue libre assurant la protection des thyristors.

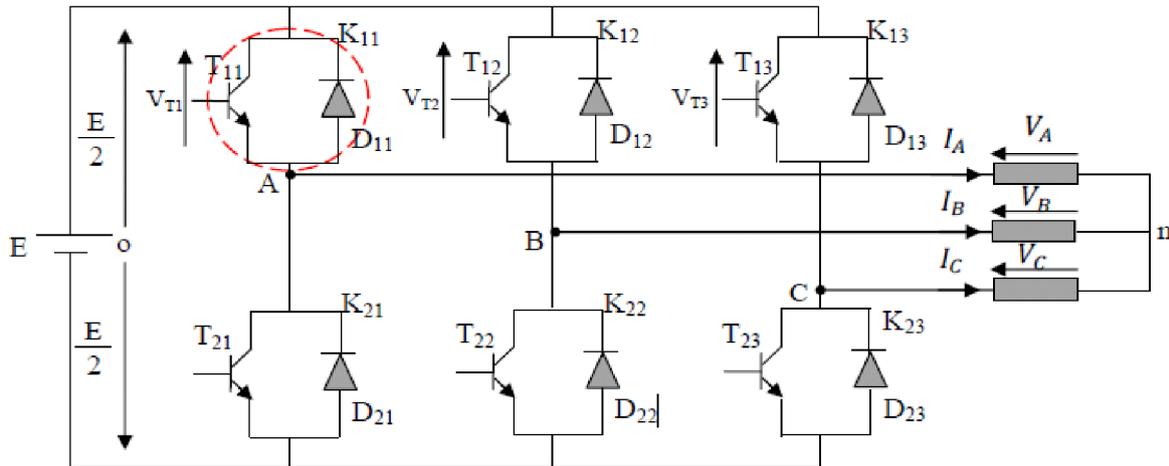


Figure I.25 : Onduleur de tension triphasé à deux niveaux [7].

En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d’obtenir à la sortie deux niveaux de tension [11]. Un bras de l’onduleur est représenté par la (figure I.26).

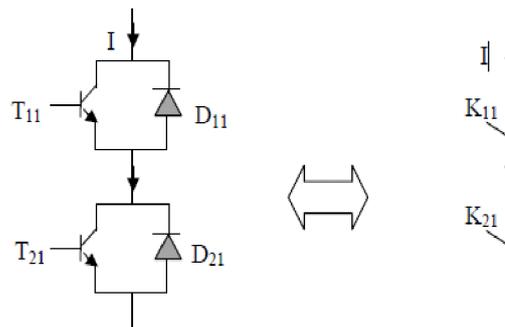


Figure I.26 : Représentation d’un bras d’un onduleur [7]

Afin d’éviter de court-circuiter la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d’un même bras doivent être complémentaires. Pour simplifier l’étude nous supposons que le couplage est du type étoile sans neutre (bien que le branchement d’une charge en triangle soit envisageable). Ainsi les harmoniques de rang trois et multiples de trois sont éliminées, et le système triphasé obtenu à la sortie de l’onduleur est un système triphasé équilibré en tension ne contenant que les harmoniques impaires différentes de trois [7].

Pour obtenir une tension alternative à partir d’une tension continue, il faut découper la tension d’entrée et l’appliquer à la charge tantôt dans un sens, tantôt dans l’autre sens.

L’onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d’ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d’une succession de

Chapitre I Modélisation de la machine Asynchrone à Double Alimentation et son Alimentation

créneaux rectangulaires, la période de fonctionnement étant fixée par la commande des interrupteurs [12].

En se basant sur la figure (I.25) représentant la structure de l'onduleur de tension, les tensions composées délivrées par ce dernier sont données comme suit :

$$U_{AB} = V_A - V_B \quad (\text{I. 28})$$

$$U_{BC} = V_B - V_C \quad (\text{I. 29})$$

$$U_{CA} = V_C - V_A \quad (\text{I.30})$$

Étant donné que le récepteur de sortie est équilibré, on peut passer des tensions simples aux tensions composées.

Les tensions simples forment un système de tension triphasée équilibrée, alors :

$$V_A + V_B + V_C = 0 \quad (\text{I. 31})$$

De (I. 28), (I. 30) et (I. 31), on a :

$$V_A = \frac{1}{3}(U_{AB} - U_{CA}) \quad (\text{I. 32})$$

De (I. 28), (I. 29) et (I. 31), on a :

$$V_B = \frac{1}{3}(U_{BC} - U_{AB}) \quad (\text{I. 33})$$

De (I. 29), (I. 30) et (I. 31), on a :

$$V_C = \frac{1}{3}(U_{CA} - U_{BC}) \quad V_C = \frac{1}{3}(U_{CA} - U_{BC}) \quad (\text{I. 34})$$

Les tensions simples peuvent aussi être données en fonction des tensions prises par rapport à un point commun « O » :

$$V_A = \frac{1}{3}(2U_{AO} - U_{BO} - U_{CO}) \quad (\text{I. 35})$$

$$V_B = \frac{1}{3}(2U_{BO} - U_{AO} - U_{CO}) \quad (\text{I. 36})$$

$$V_C = \frac{1}{3}(2U_{CO} - U_{AO} - U_{BO}) \quad (\text{I. 37})$$

Sous une forme matricielle, ces tensions sont données comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{As} \\ V_{Bs} \\ V_{Cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{Ao} \\ U_{Bo} \\ U_{Co} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 38})$$

En utilisant la notion de fonction de connexion, qui explicite la nature des connexions réalisées par des interrupteurs entre deux points d'un circuit, le système (I.38) deviendra :

$$\begin{bmatrix} V_{As} \\ V_{Bs} \\ V_{Cs} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I. 39})$$

VII. Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La modulation triangulo-sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersective puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale [7].

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance. Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale [7].

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence $m = f_p / f_r$
- Le taux de modulation r (ou coefficient de réglage en tension) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse: $r = V_p / V_r$

Le schéma de principe est donné par la (figure I.27).

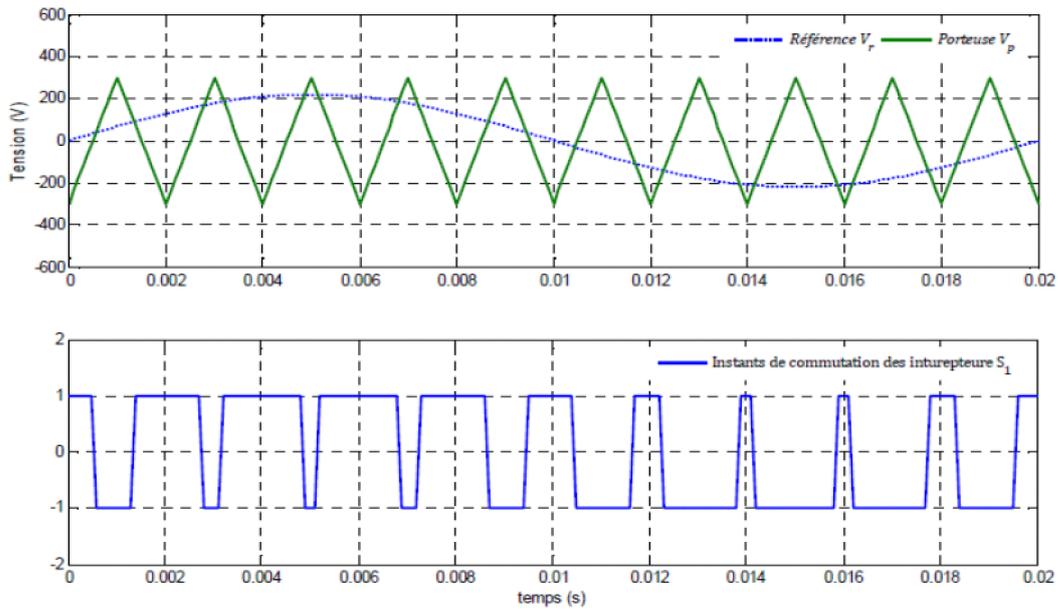


Figure I.27: Principe de la commande MLI [7].

On note que la MLI permet une nette réduction des harmoniques des courants, en augmentant la fréquence de découpage. Elle permet aussi de repousser vers des fréquences plus élevées les harmoniques de la tension ce qui facilite le filtrage ; comme elle permet aussi de faire varier le fondamental de la tension désirée [13].

VIII .Simulation de l'onduleur :

Après avoir procédé à la modélisation de l'onduleur triphasé, nous l'avons simulé sous Matlab/Simulink et les résultats sont présentés ci-dessous :

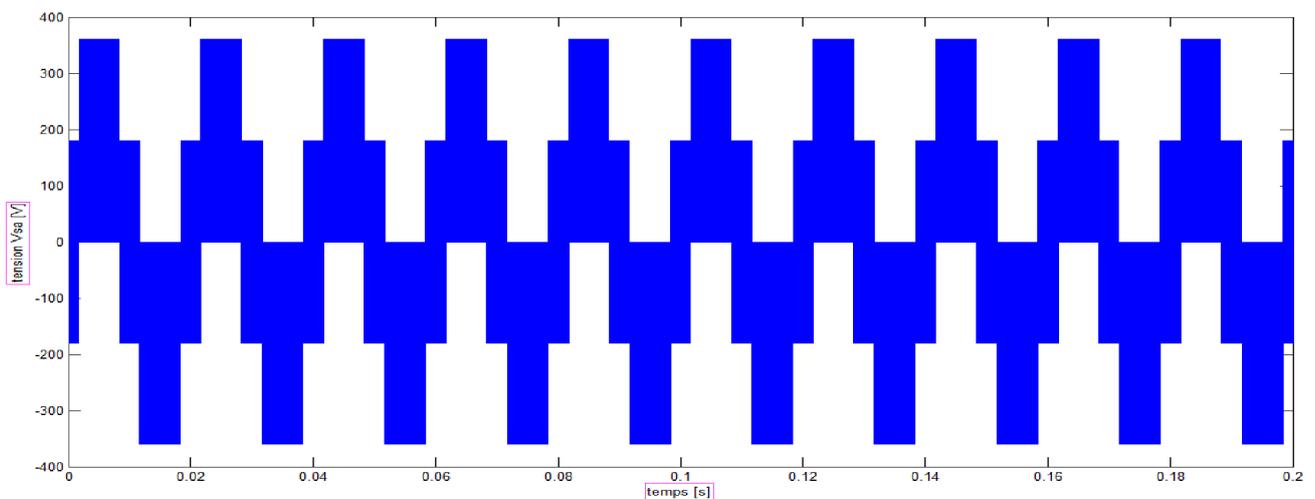


Figure I.28:Tension simple de la phase a.

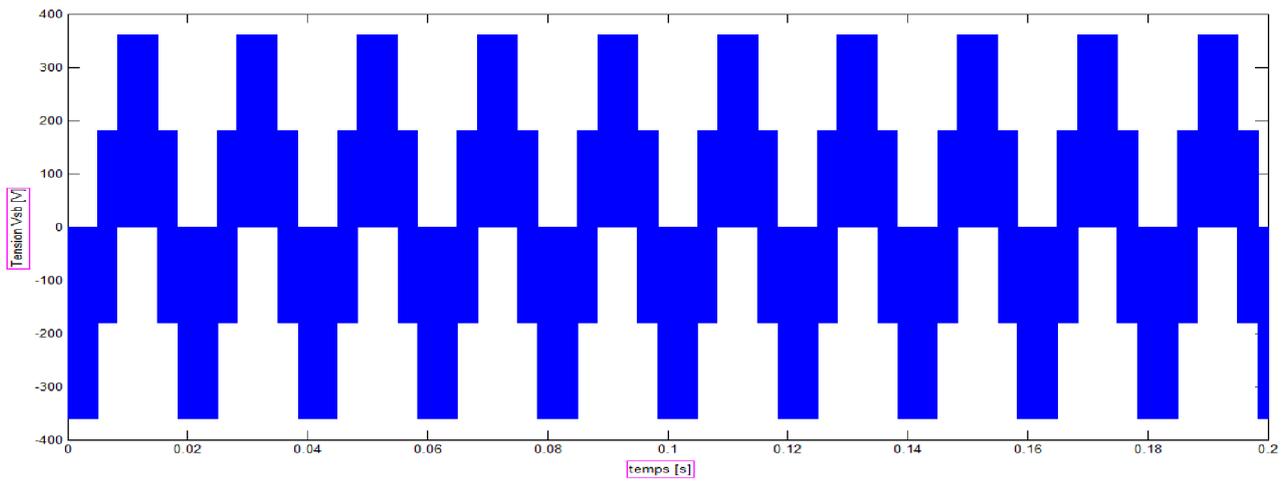


Figure I.29: Tension de la phase b.

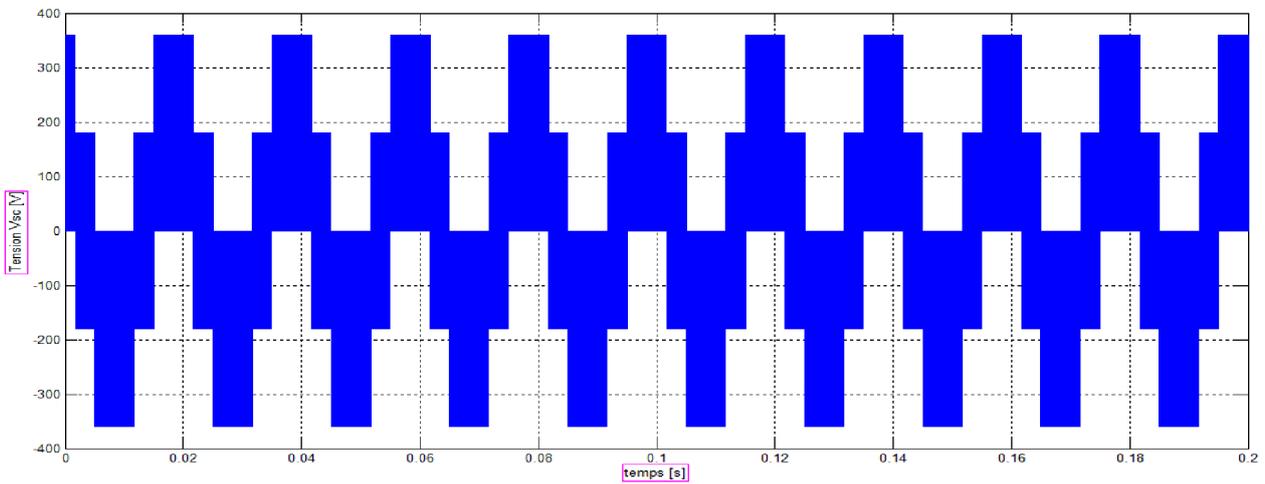


Figure I.30: Tension simple de la phase c .

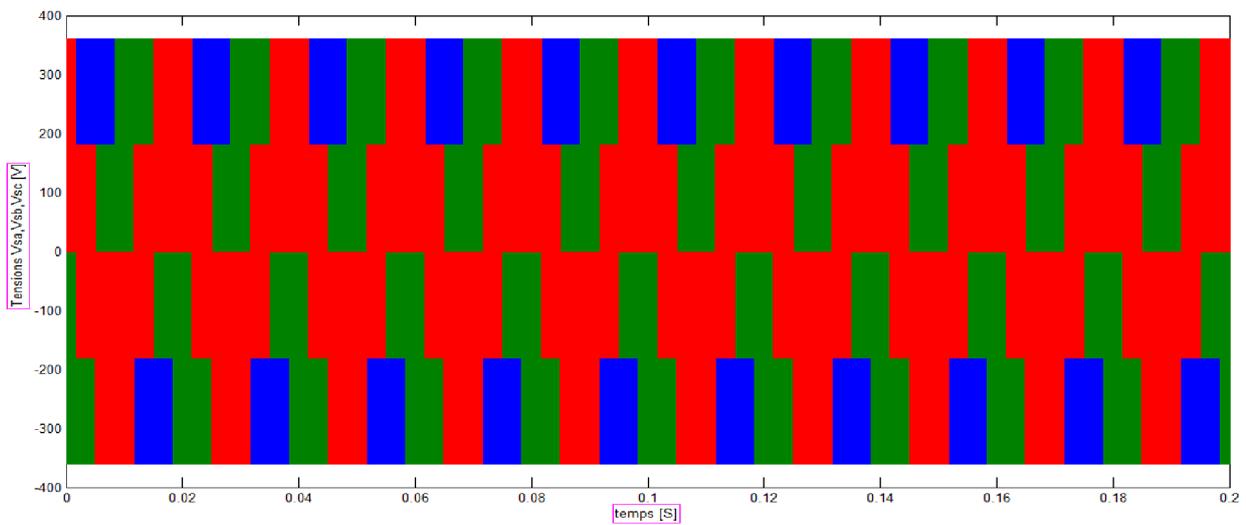


Figure I.31 :Tensions simple des phases a, b et c.

IX. Simulation de la MADA alimentée par deux onduleurs de tension :

Les résultats de simulation de la MADA sont représentés sur les figures ci-dessous :

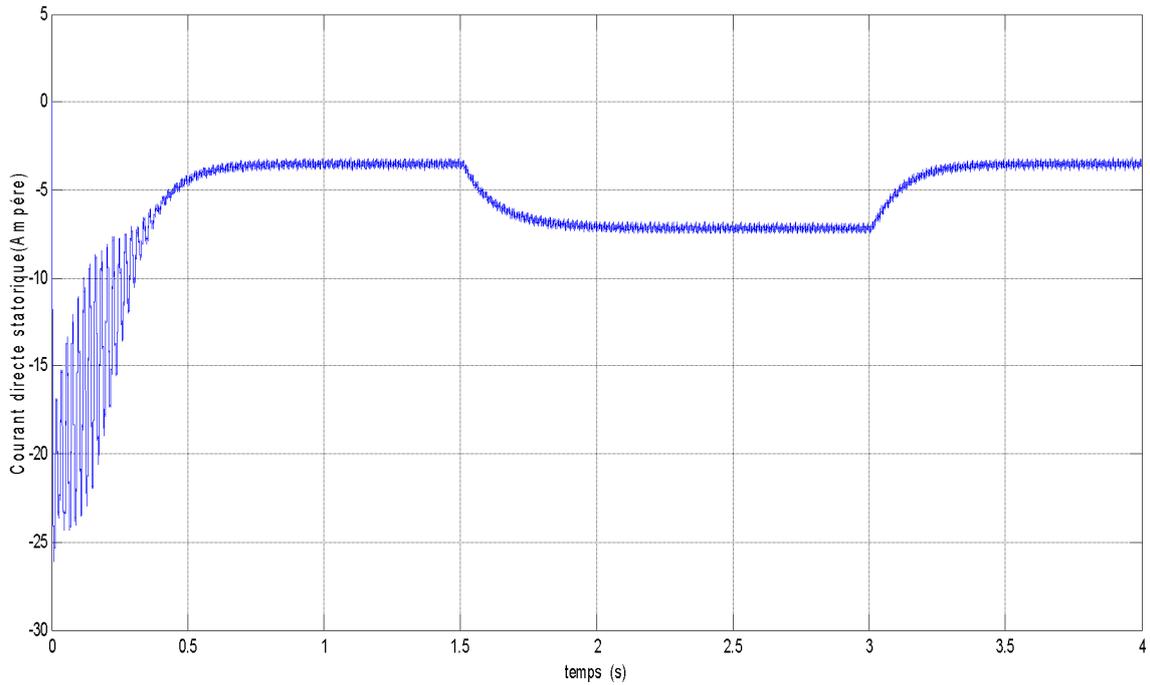


figure I.32. Courant I_{ds} [A]

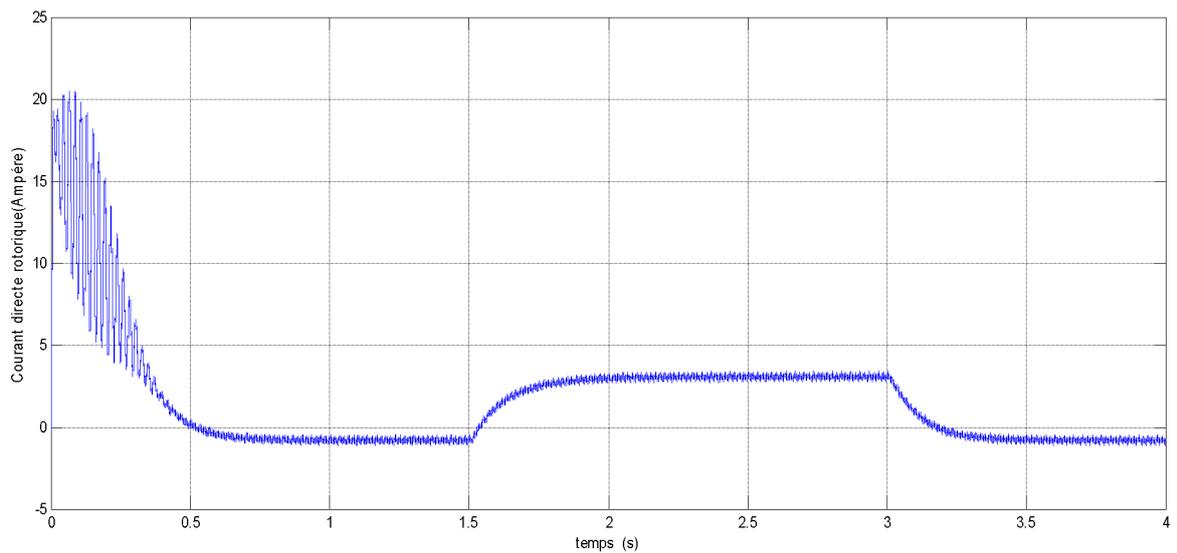


figure I.33. Courant I_{dr} [A]

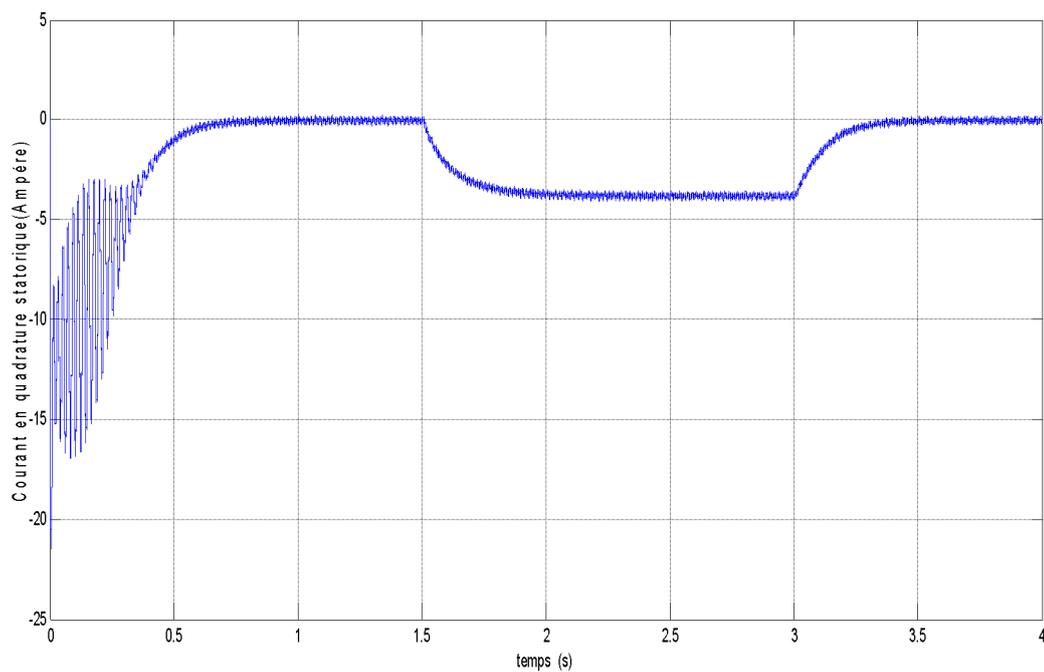


figure I.34. Courant I_{qs} [A]

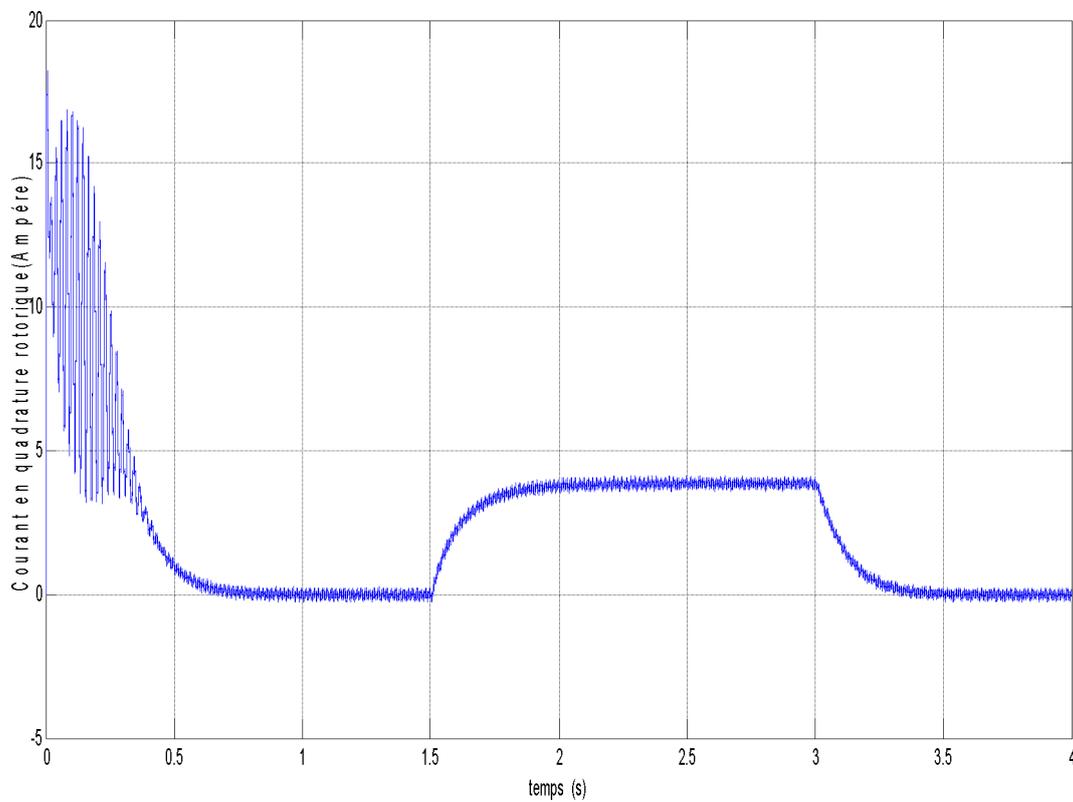


figure I.35. Courant I_{qr} [A]

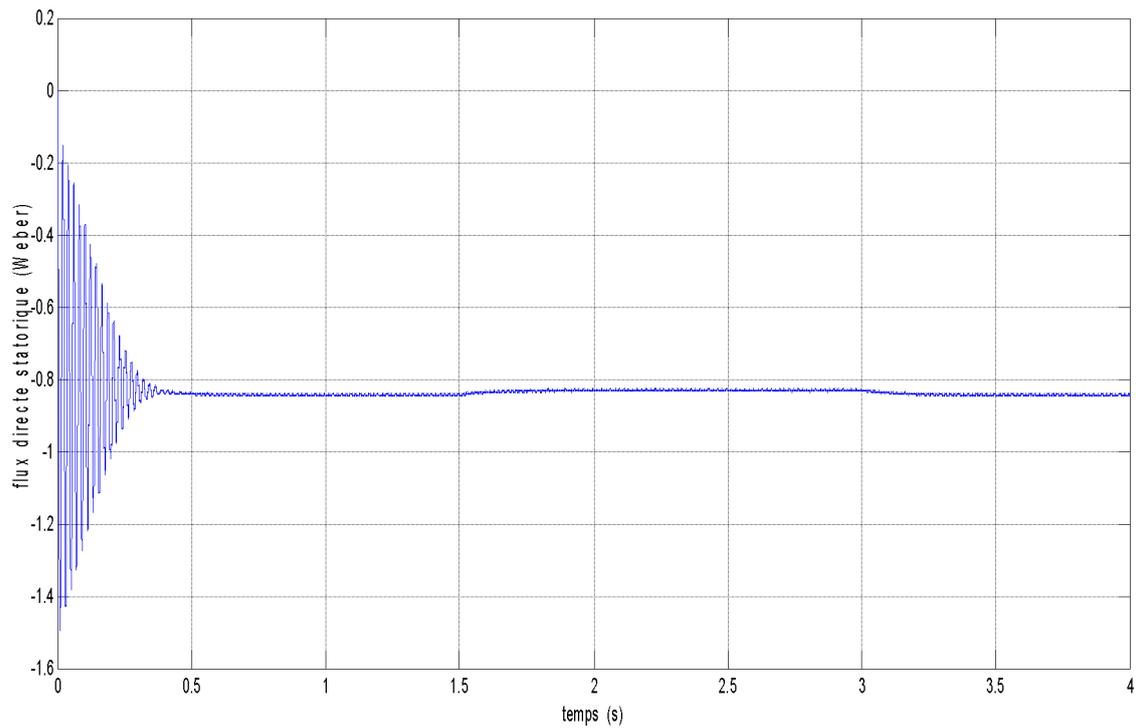


figure I.36. Flux phids [Wb]

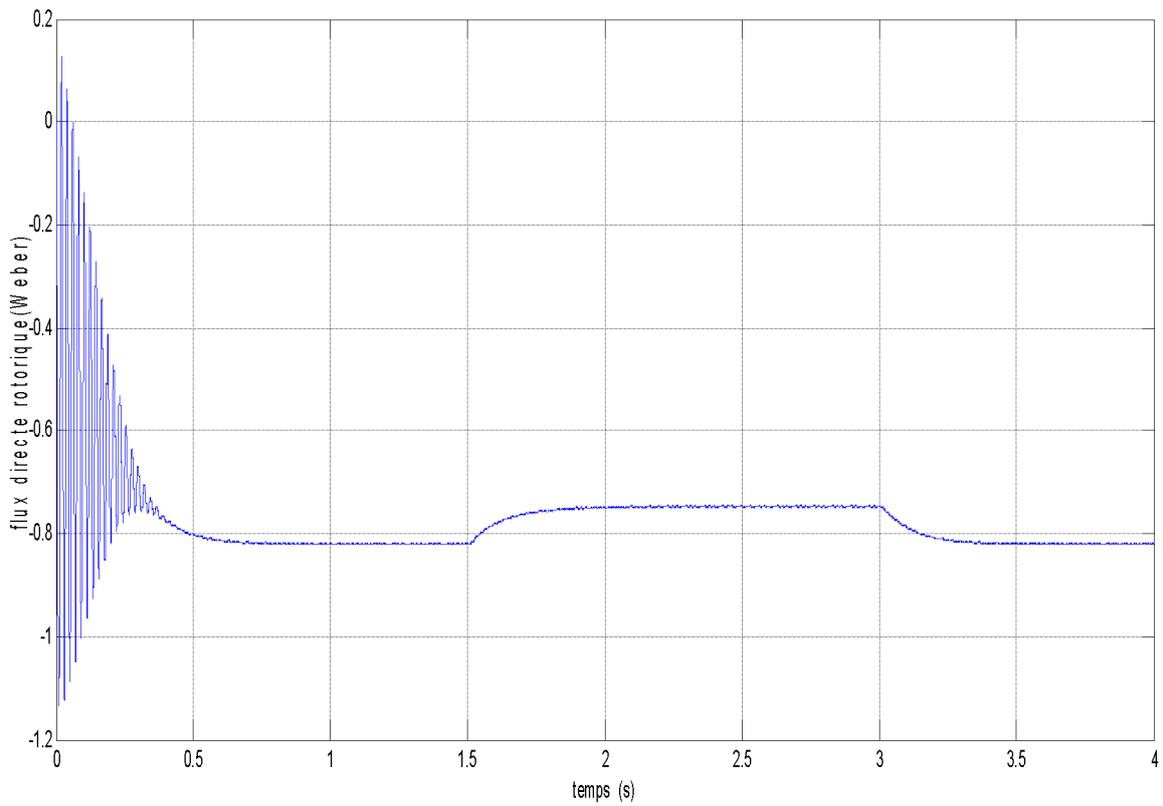


figure I.37. Flux phidr [Wb]

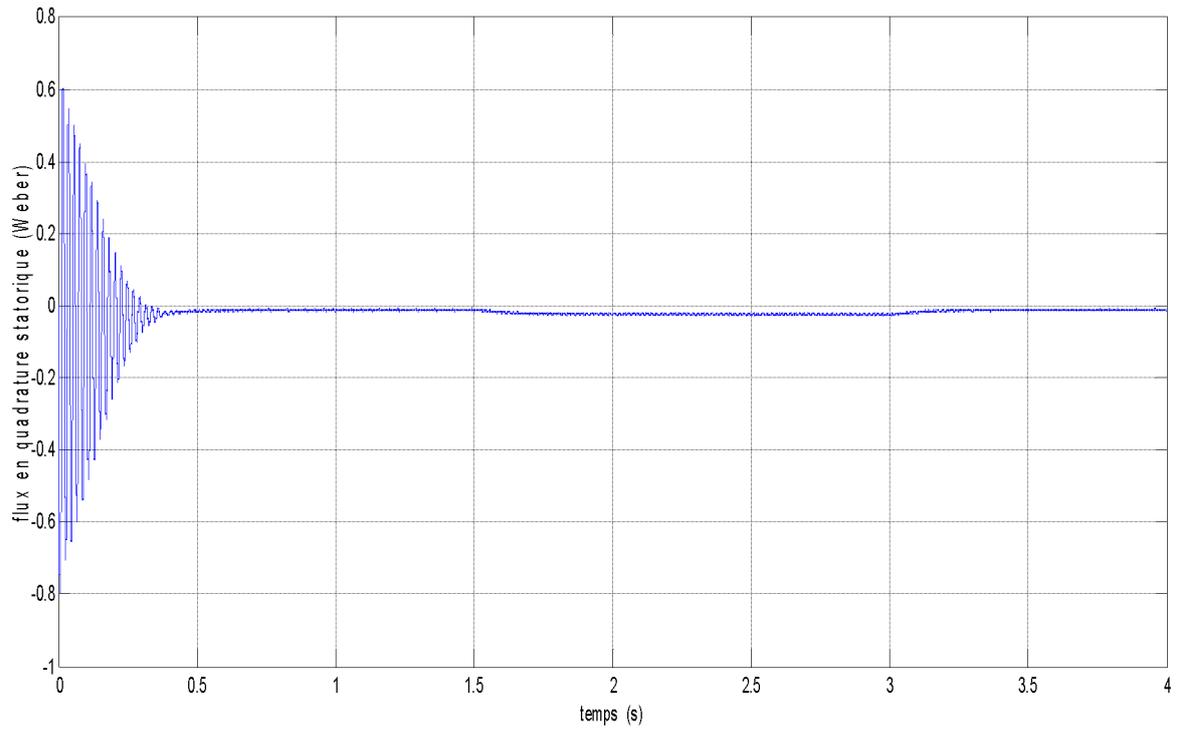


figure I.38. Flux ϕ_{iqs} [Wb]

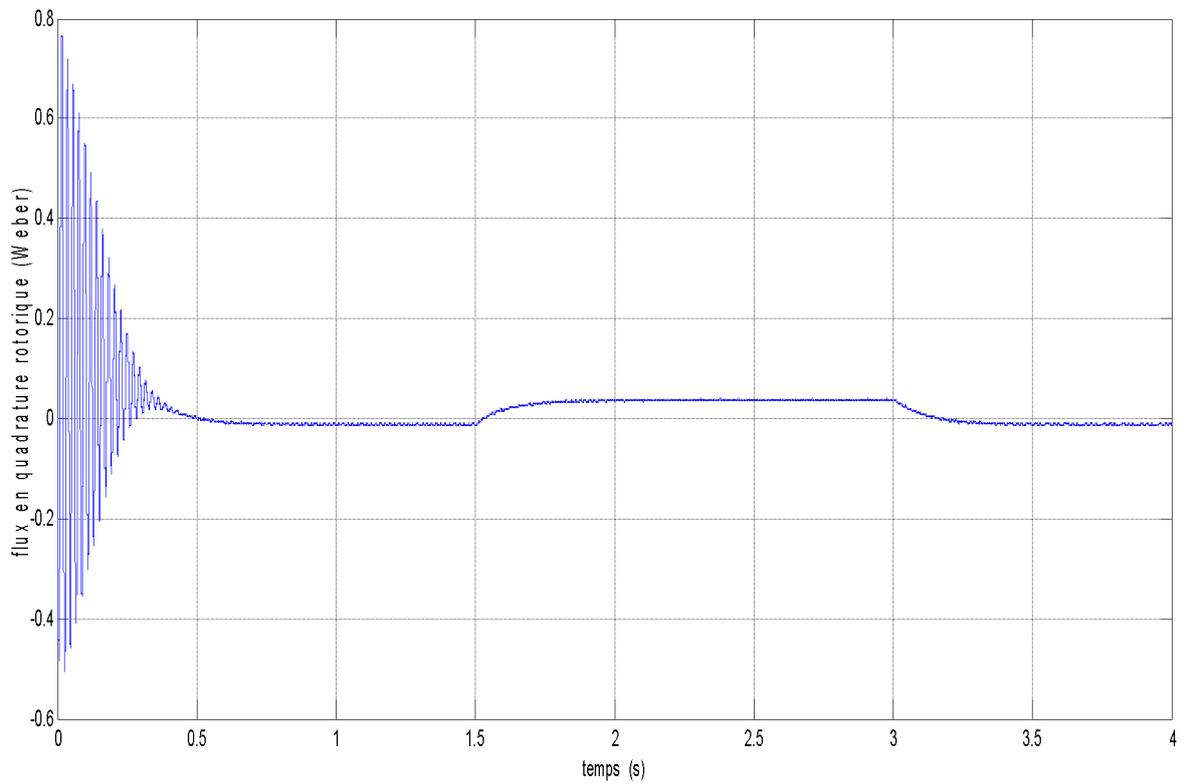


figure I.39. Flux ϕ_{iqr} [Wb]

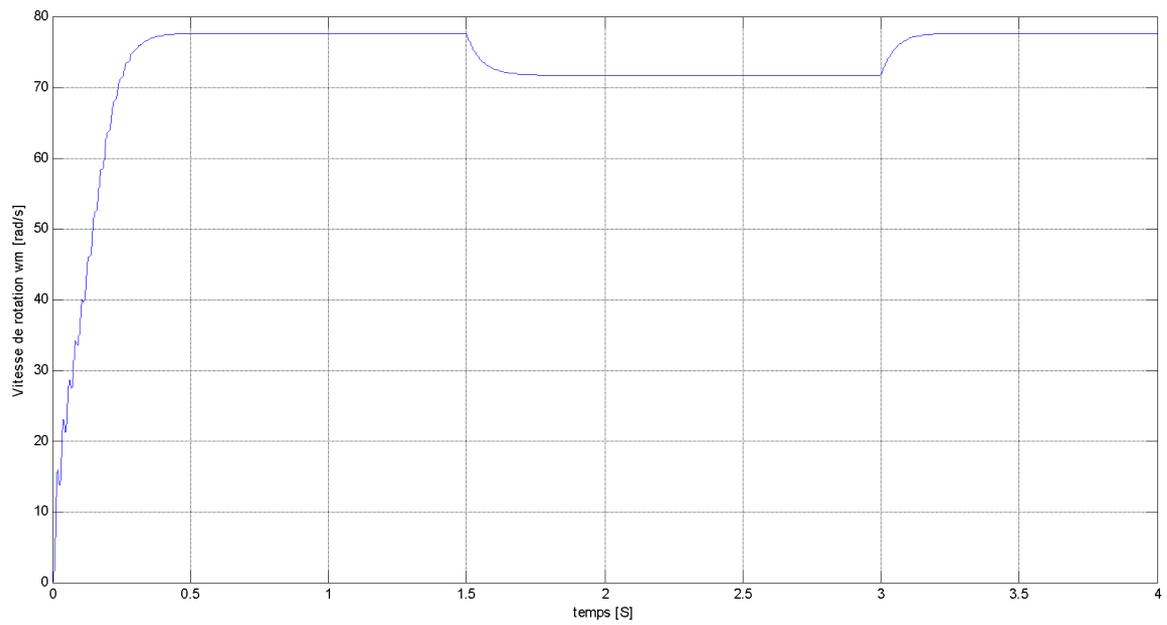


figure I.40. Vitesse de rotation w_m [rad/s]

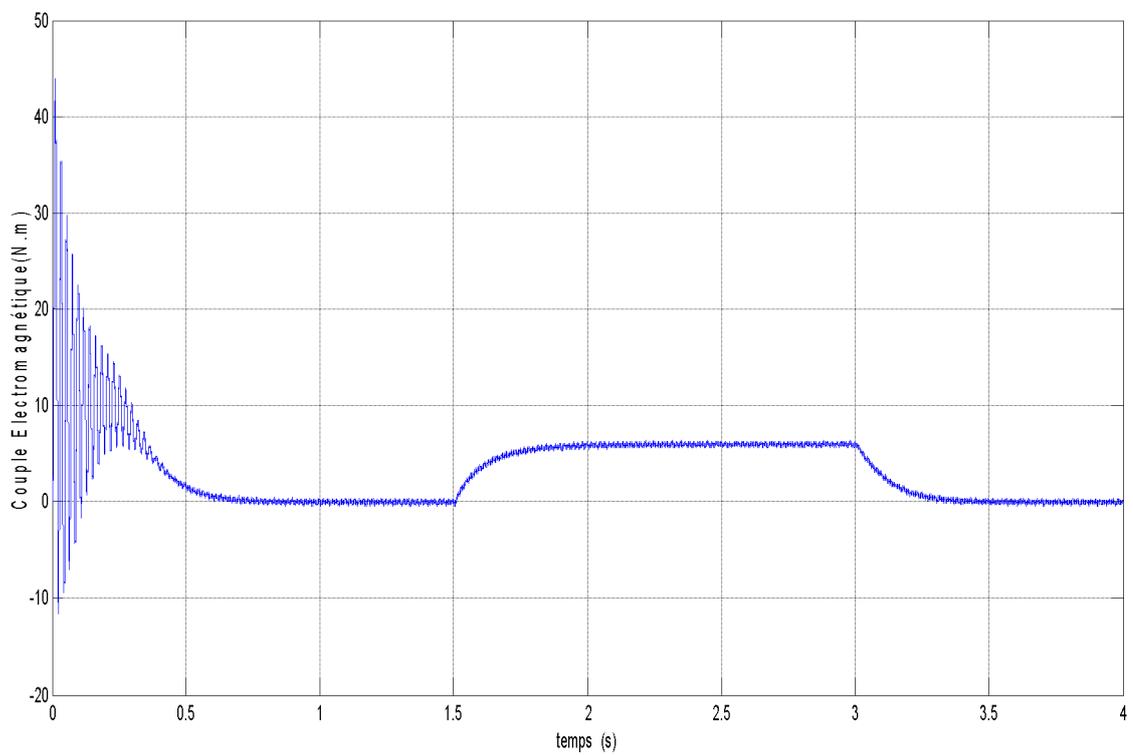


figure I.41. Couple électromagnétique C_{em} [N.m]

Chapitre I Modélisation de la machine Asynchrone à Double Alimentation et son Alimentation

La simulation en mode hyper-synchrone a donné les résultats qui sont représentés sur les figures suivantes :

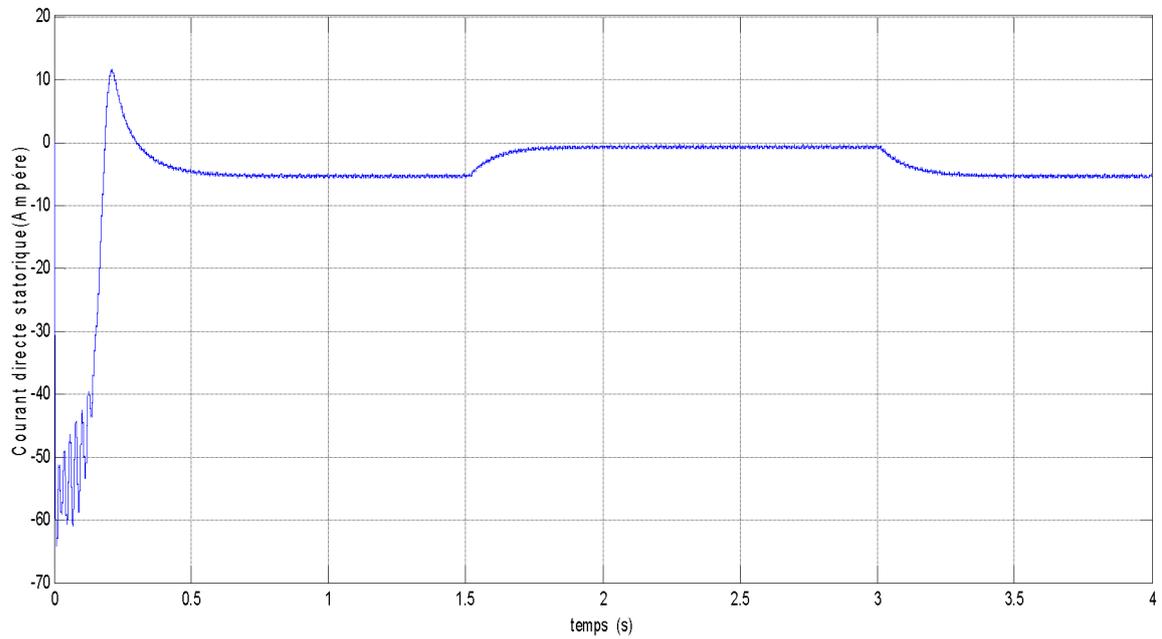


figure I.42. Courant I_{ds} [A]

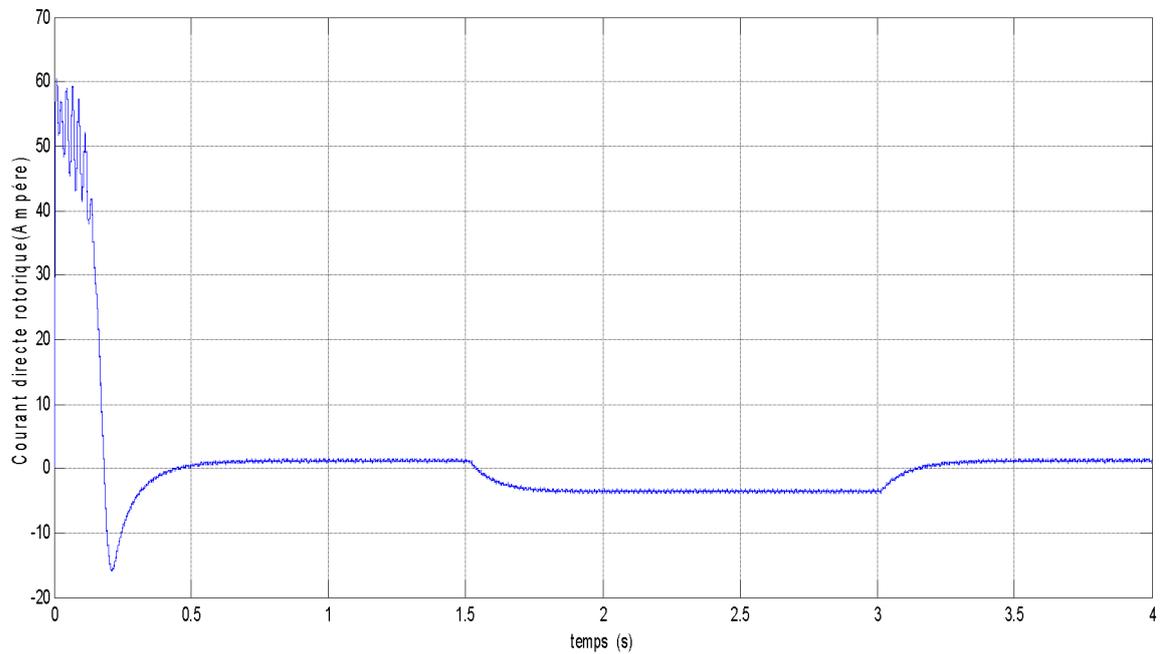


figure I.43. Courant I_{dr} [A]

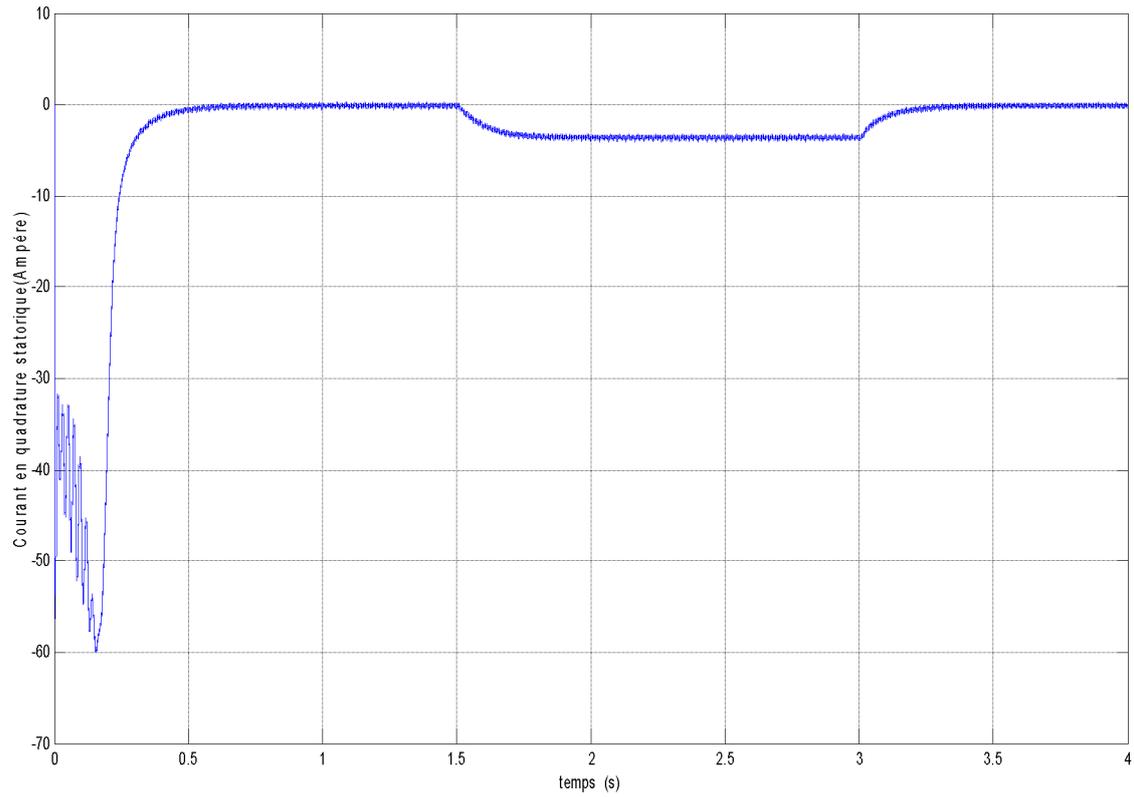


figure I.44. Courant I_{qs} [A]

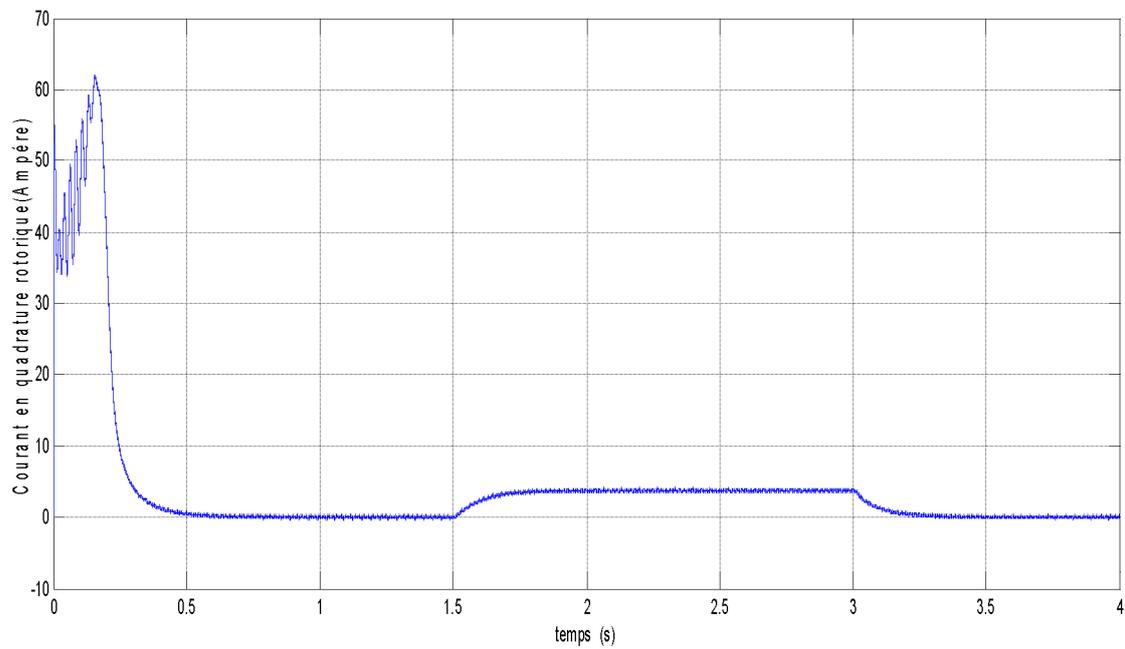


figure I.45. Courant I_{qr} [A]

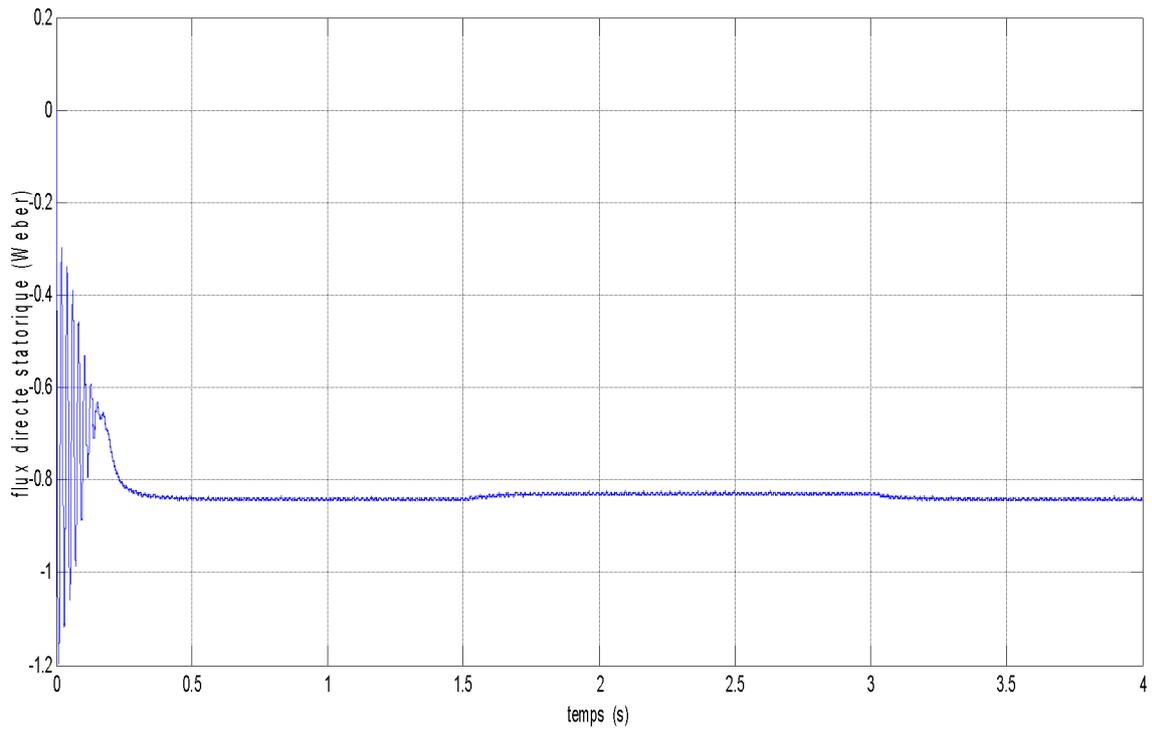


figure I.46. Flux phids [Wb]

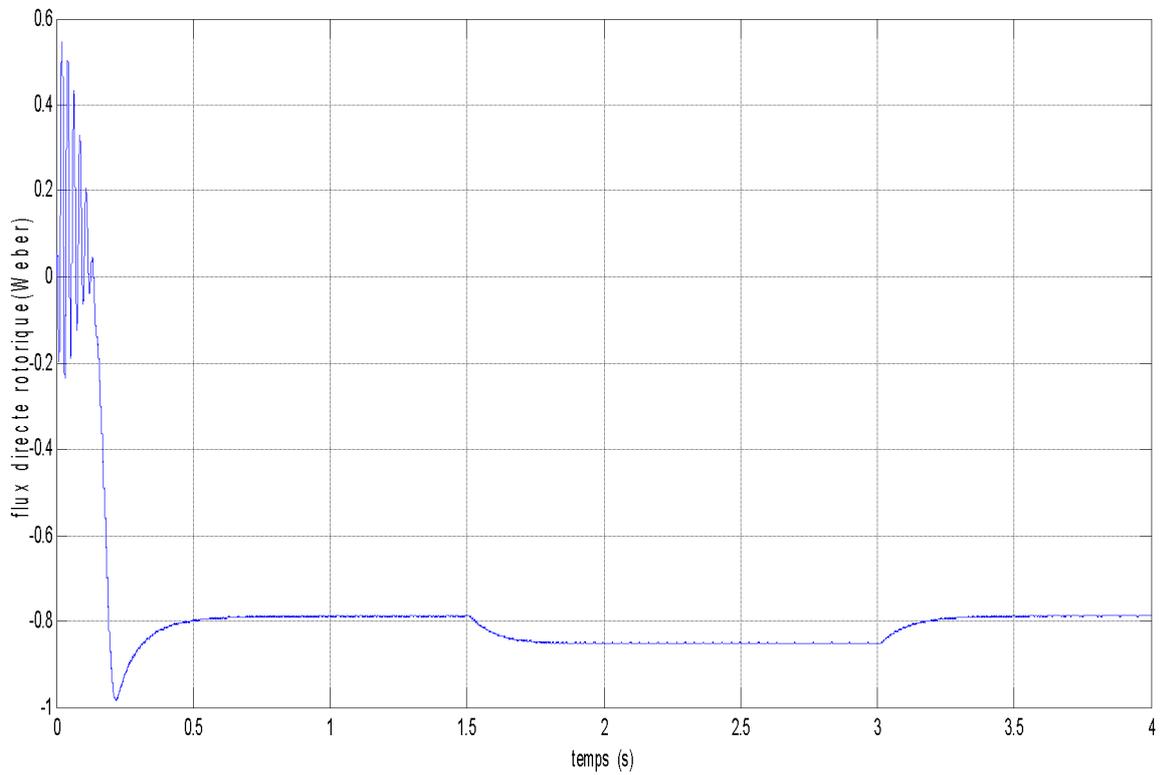


figure I.47. Flux phidr [Wb]

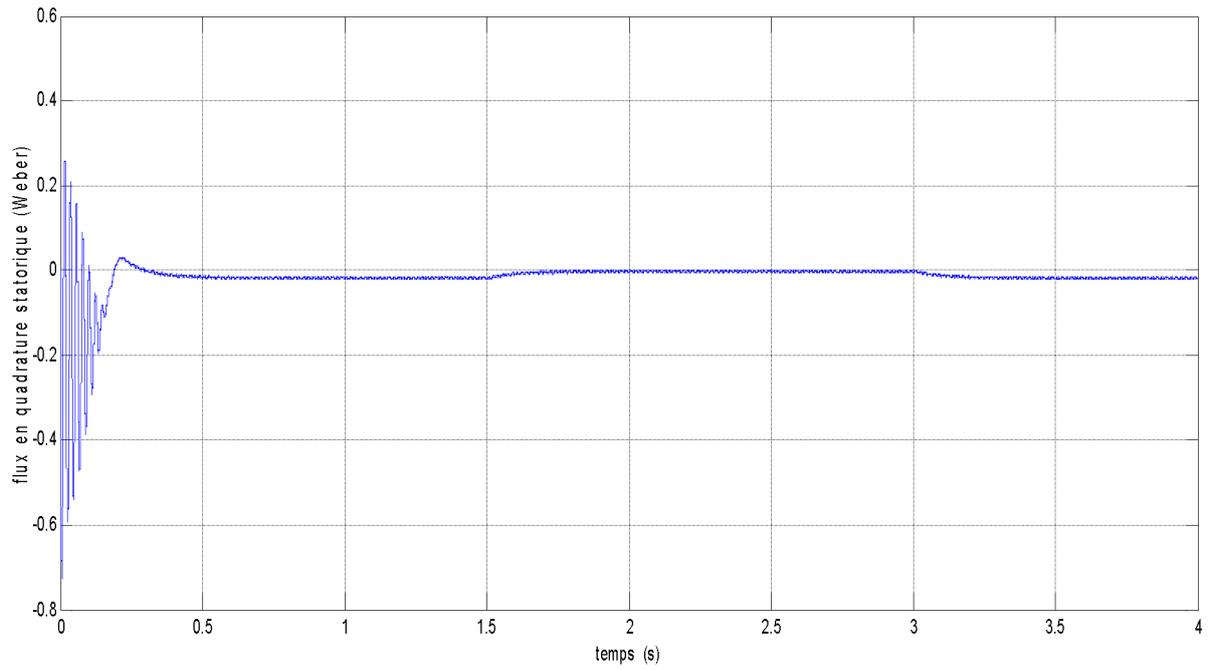


figure I.48. Flux ϕ_{iqs} [Wb]

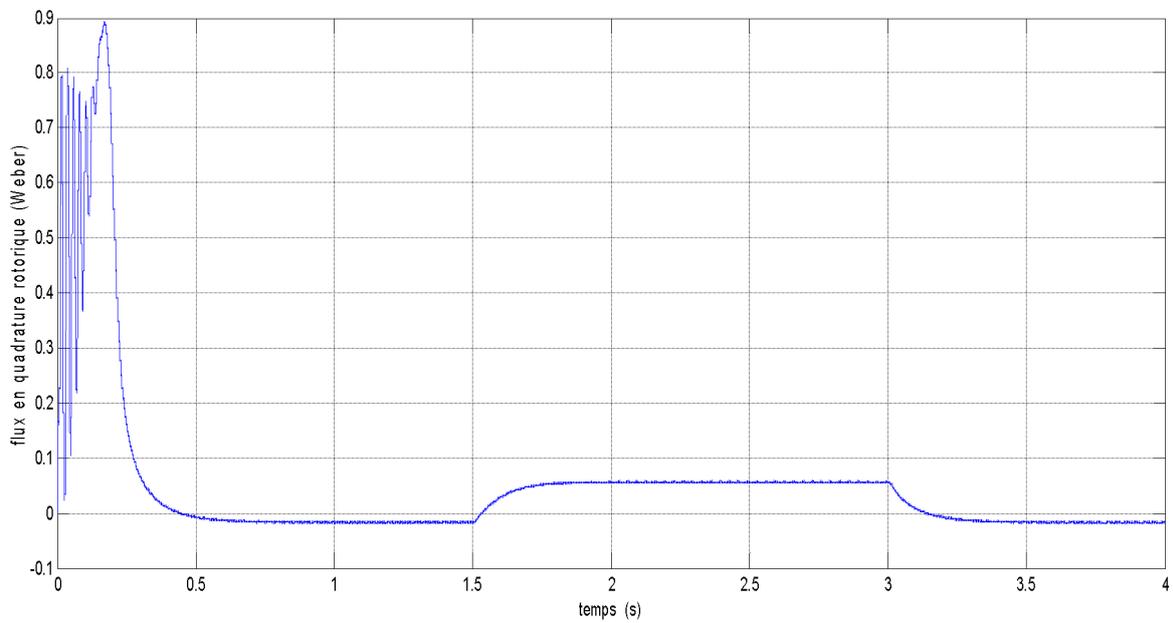


figure I.49. Flux ϕ_{iqr} [Wb]

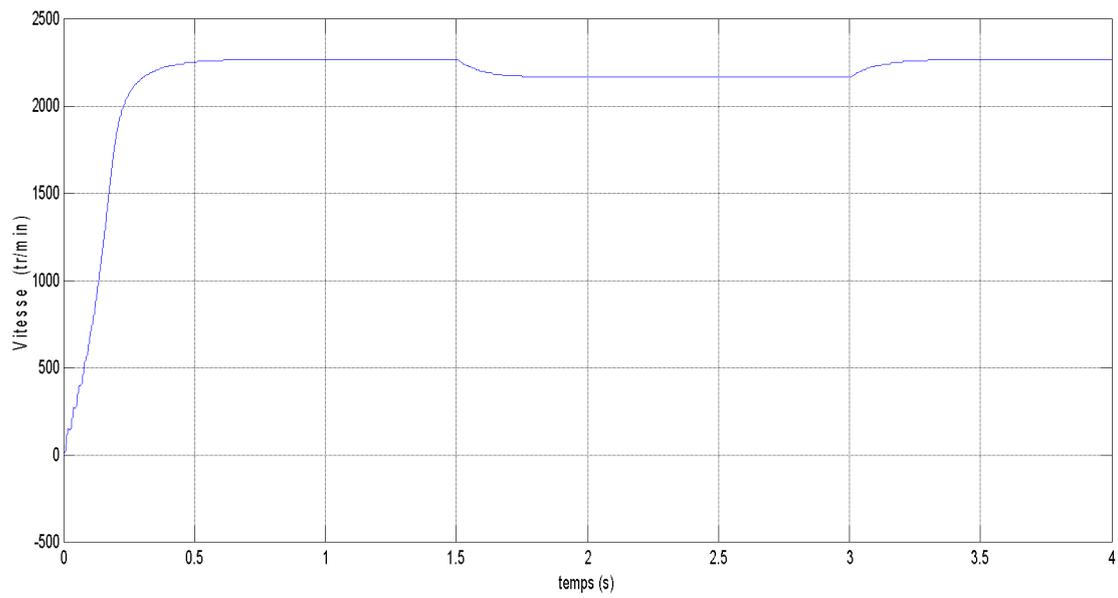


figure I.50. Vitesse de rotation w_m [tr/min]

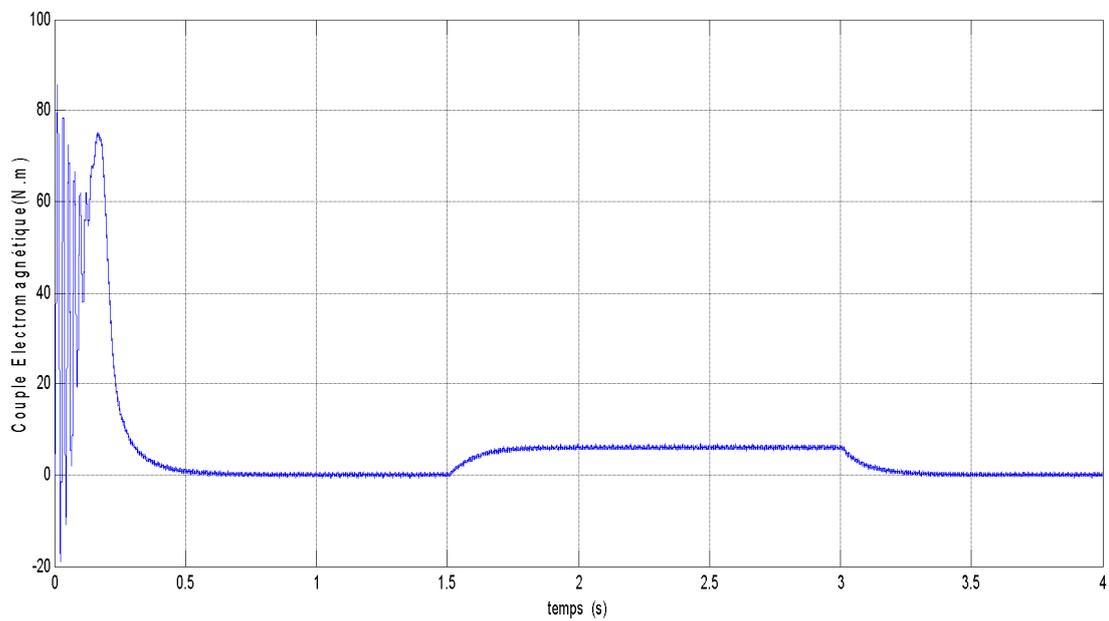


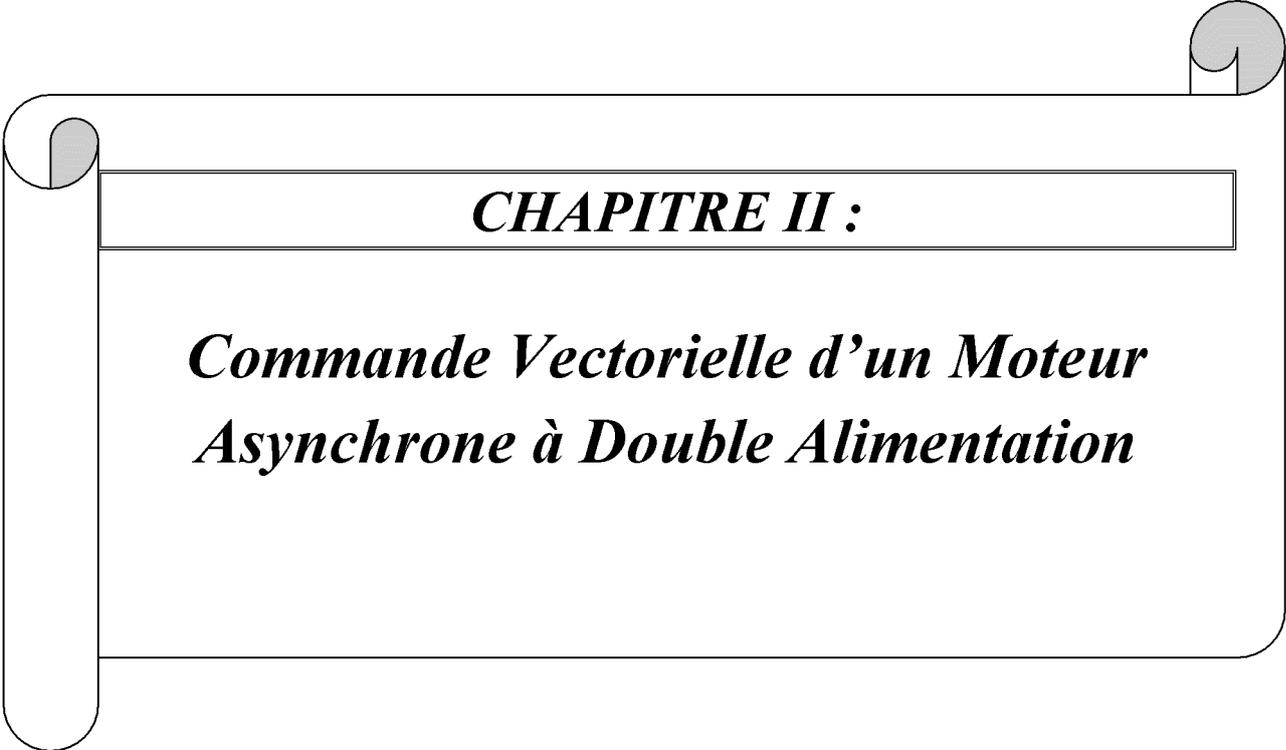
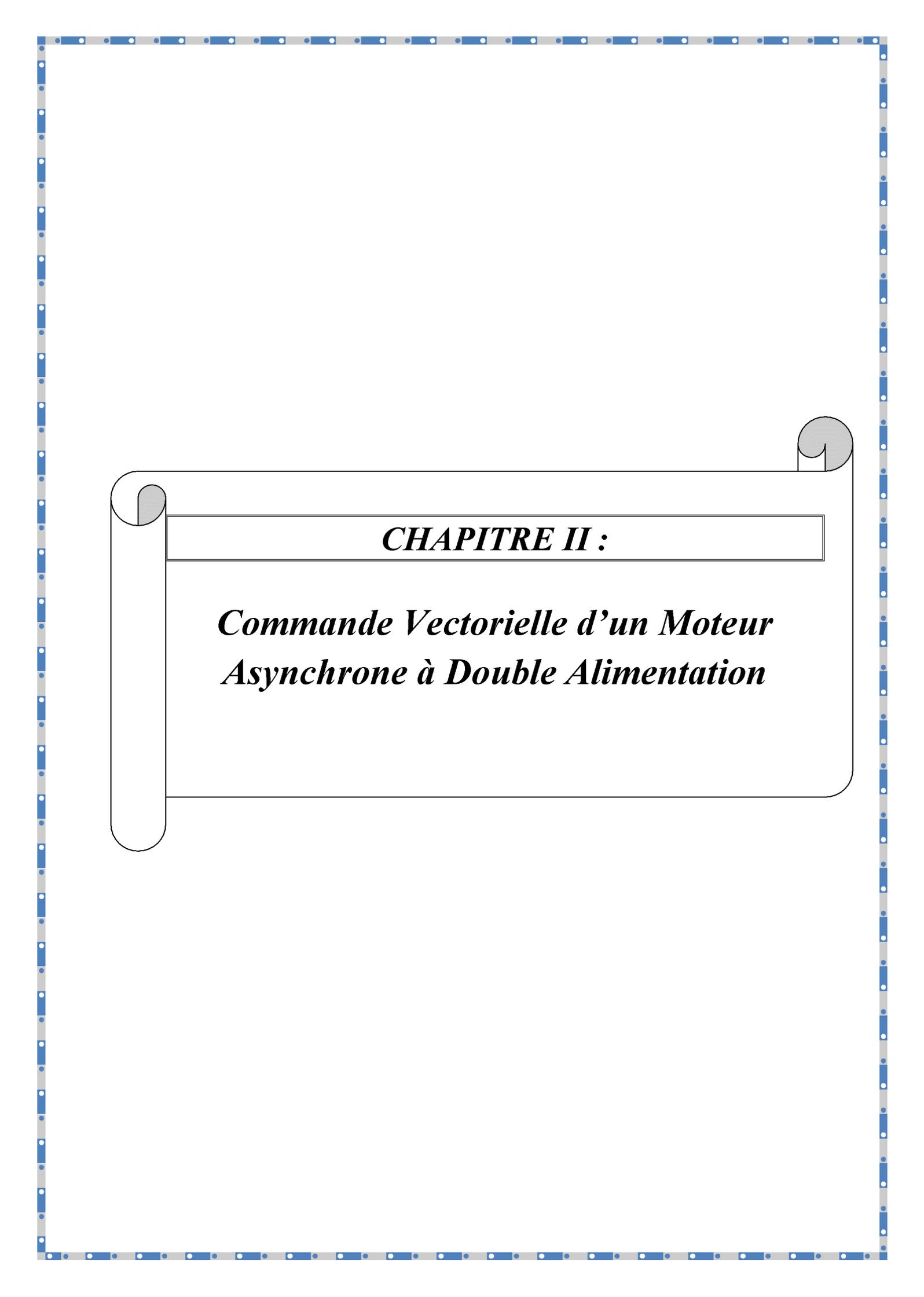
figure I.51. Couple électromagnétique C_{em} [N.m]

X. Interprétation des résultats de simulation

D'après les résultats obtenues on remarque que les allures de la vitesse, du couple, des flux et des courants ont les mêmes formes avec celles obtenues lors de la simulation de la MADA sans onduleurs et cela pour les deux mode de fonctionnement (en hypo-synchrone et hyper-synchrone), sauf l'apparition des oscillations aux niveau des courants ids et iqs et au niveau des flux rotorique ϕ_{idr} et ϕ_{iqr} , et surtout au niveaux de couple électromagnétique (figure I.28), qui sont dues à l'utilisation de l'onduleur et qu'elles sont liées aux harmoniques du courant.

XI. Conclusion

Dans ce deuxième chapitre nous avons présenté en premier lieu, la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) en se basant sur quelques hypothèses simplificatrices qui nous ont permis de réduire sa complexité. En second lieu, nous avons abordé la modélisation de la partie alimentation qui a porté sur le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur triphasé, ainsi que sur le principe de la commande MLI.



CHAPITRE II :

***Commande Vectorielle d'un Moteur
Asynchrone à Double Alimentation***

I. Introduction

Actuellement, la machine asynchrone de par sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût, elle détrône progressivement la machine à courant continu et concurrence son homologue la machine synchrone. Seulement une association « convertisseur statique machine asynchrone » exige un procédé de contrôle efficace et performant. La commande à haute performance d'une machine asynchrone est devenue très complexe, mais sa réalisation ne pose plus de problème vu que les possibilités des techniques numériques modernes ouvrent des perspectives de plus en plus compétitives tout en respectant l'aspect économique de cette réalisation [6].

Depuis plusieurs années, des recherches universitaires et industrielles ont été réalisées pour remédier au problème de commande de la machine asynchrone et établir une similitude avec la machine à courant continu. En effet, la difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage entre les variables d'entrées, de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse. Les techniques de commande classiques deviennent insuffisantes surtout dans les applications industrielles réclamant un couple important en basse vitesse (traction, positionnement). Pour maîtriser ces difficultés et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, **Blaschke et Hasse** ont proposé une technique de commande dite la commande vectorielle (field oriented control) ou la commande par orientation du flux. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, plusieurs entraînements à courant continu sont remplacés par des machines à courant alternatif, ce qui permet un réglage de vitesse plus performant de point de vue rapidité et précision [6].

Le but de ce chapitre est de présenter la technique de commande vectorielle appliquée à la MADA. Nous présenterons tout d'abord, le principe de la commande Par orientation du flux statorique pour un fonctionnement avec capteur de vitesse. Enfin de chapitre, nous définissons la loi de répartition de puissance et ses principaux éléments caractéristiques, notamment la plage de vitesse dans laquelle elle est applicable.

II. Principe de la commande vectorielle

Le but de la commande vectorielle est d'arrivé à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation) et celle liée au couple (le courant

d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple, une grande plage de commande de vitesse et une haute efficacité pour une grande plage de charge en régime permanent.

Dans les applications nécessitant des performances dynamiques importantes, il faut pouvoir agir directement sur le couple instantané. C'est facile pour la machine à courant continu, où la force magnétomotrice de l'induit établit un angle droit avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelque soit la vitesse de rotation, ainsi le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit. Si la machine est excitée séparément, et l'on maintient le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit, on obtient donc de bonnes performances dynamiques puisque le couple peut être contrôlé aussi rapidement que le courant d'induit peut l'être. Par contre, dans une machine asynchrone l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge (différent de 90°), il en résulte des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillatoires. Pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, on introduit la technique de la commande vectorielle. L'idée proposée par **Blaschke et Hasse** c'est de décomposer le vecteur des courants statoriques ou rotoriques en deux composantes, l'une produit le flux, et l'autre produit le couple. Ce qui permet d'avoir un angle de 90° entre les deux flux de la machine, et on obtient une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [6].

III. Variantes de la commande vectorielle

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [6]:

- Suivant la source d'énergie :
 - □ Commande en tension (Voltage Source Inverter).
 - □ Commande en courant (Current Controlled Inverter).
- Suivant les opérations désirées pour le flux :
 - □ Commande vectorielle de flux rotorique.
 - □ Commande vectorielle de flux statorique.
 - □ Commande vectorielle de flux d'entrefer (ou de flux magnétisant).
- Suivant la détermination de la position du flux :
 - Directe par mesure ou observation du vecteur de flux (module, phase).
 - Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

distingue, la méthode proposé par LECOQ, qui est basé sur le control des courants de la machine à travers quatre régulateurs de courants (deux coté stator et deux coté rotor), la méthode proposé par RAMUZ, qui est basé sur la régulation des courants côté rotor et de garder les courants au stator sans régulation.

Dans notre cas d'étude, on s'intéressera uniquement à la première méthode.

V. Principe de la commande vectorielle proposé par LECOQ

Cette méthode est introduite par D.LECOQ en 1947. Elle est basé sur l'utilisation de quatre correcteurs de courants, deux coté stator et deux coté rotor. Son principe repose sur la définition de deux nouvelles tensions intermédiaire permettant la satisfaction d critère de découplage entre les grandeurs suivantes les axes « d » et « q ». Et ces tensions sont définies comme suit :

$$\begin{cases} [V_{tsdq}] = [V_{sdq}] - \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot [V_{rdq}] \\ [V_{trdq}] = [V_{rdq}] - \frac{M_{sr}}{L_s} \cdot [V_{sdq}] \end{cases} \quad (II.3)$$

En choisissant d'orienter le flux statorique suivant l'axe « d », on peut déduire les valeurs des courants statorique et rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{sq} = 0 \Rightarrow I_{sq} = \frac{M_{sr}}{L_s} I_{rq} \\ I_{sd} = 0 \\ I_{rd} = \frac{\Phi_{sd}}{M_{sr}} \end{cases} \quad (II.4)$$

En injectant le système d'équation (II.4) dans (II.3), on a :

$$\begin{aligned} V_{1sd} &= R_s \left(1 + T_s \sigma \frac{d}{dt} \right) I_{sd} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r} I_{rd} - \omega_s \Phi_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_r \Phi_{rq} \\ V_{1rd} &= R_r \left(1 + T_r \sigma \frac{d}{dt} \right) I_{rd} - \frac{M_{sr} R_s}{L_s} I_{sd} - \omega_r \Phi_{rq} + \frac{M_{sr}}{L_s} \omega_s \Phi_{sq} \\ V_{1sq} &= R_s \left(1 + T_s \sigma \frac{d}{dt} \right) I_{sq} - \frac{M_{sr} R_r}{L_r} I_{rq} - \omega_s \Phi_{sd} - \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_r \Phi_{rd} \\ V_{1rq} &= R_r \left(1 + T_r \sigma \frac{d}{dt} \right) I_{rq} - \frac{M_{sr} R_s}{L_s} I_{sq} - \omega_r \Phi_{rd} - \frac{M_{sr}}{L_s} \omega_s \Phi_{sd} \end{aligned} \quad (II.5)$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} .$$

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} .$$

Ces tensions peuvent être réécrites sous la forme :

$$\begin{aligned}
 V_{1sd} &= V_{1sdc} + V_{1sdc1} \\
 V_{1sq} &= V_{1sqc} + V_{1sqc1} \\
 V_{1rd} &= V_{1rdc} + V_{1rdc1} \\
 V_{1rq} &= V_{1rqc} + V_{1rqc1}
 \end{aligned}
 \tag{II.6}$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 V_{1sdc} &= R_s(1 + T_s\sigma \frac{d}{dt})i_{sd} \\
 V_{1sqc} &= R_s(1 + T_s\sigma \frac{d}{dt})i_{sq} \\
 V_{1rdc} &= R_r(1 + T_r\sigma \frac{d}{dt})i_{rd} \\
 V_{1rqc} &= R_r(1 + T_r\sigma \frac{d}{dt})i_{rq}
 \end{aligned}
 \tag{II.7}$$

Et

$$\begin{aligned}
 V_{1sdc1} &= \frac{M_{sr}R_r}{L_r} I_{rd} - \omega_s \Phi_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_r \Phi_{rq} \\
 V_{1rdc1} &= -\frac{M_{sr}R_s}{L_s} I_{rd} - \omega_r \Phi_{rq} + \frac{M_{sr}}{L_s} \omega_s \Phi_{sq} \\
 V_{1sqc1} &= \frac{M_{sr}R_r}{L_r} I_{rq} - \omega_s \Phi_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_r \Phi_{rd} \\
 V_{1rqc1} &= -\frac{M_{sr}R_s}{L_s} I_{rq} - \omega_r \Phi_{rd} + \frac{M_{sr}}{L_s} \omega_s \Phi_{sd}
 \end{aligned}
 \tag{II.8}$$

Les dernières expressions (II.8) sont appelées termes de couplage. Ces termes dépendent des paramètres de la machine, des courants statoriques et rotoriques (des grandeurs à réguler), de termes couplés contenant les pulsations statoriques et rotoriques ainsi que les composantes des flux rotoriques et statoriques. Afin qu'on puisse définir les fonctions de transfert de chaque grandeur, il est indispensable de procéder à la compensation de ces termes de couplage [14].

A partir de l'équation (II.7), nous obtenons deux fonctions de transfert reliant les composantes statoriques et rotoriques de chaque axe :

$$\begin{aligned}
 \frac{I_{sd}(s)}{V_{1sdc}(s)} &= \frac{I_{sq}(s)}{V_{1sqc}(s)} = \frac{1}{1 + \sigma T_s s} \\
 \frac{I_{rd}(s)}{V_{1rdc}(s)} &= \frac{I_{rq}(s)}{V_{1rqc}(s)} = \frac{1}{1 + \sigma T_r s}
 \end{aligned}
 \tag{II.9}$$

En analysons le système d'équation (II.9), on constate que la même fonction de transfert régit les courants et les tensions d'un même axe au stator, ainsi qu'au rotor.

A partir des équations (II.8) et (II.9), on peut schématiser la régulation associé à chacun des quatre courants :

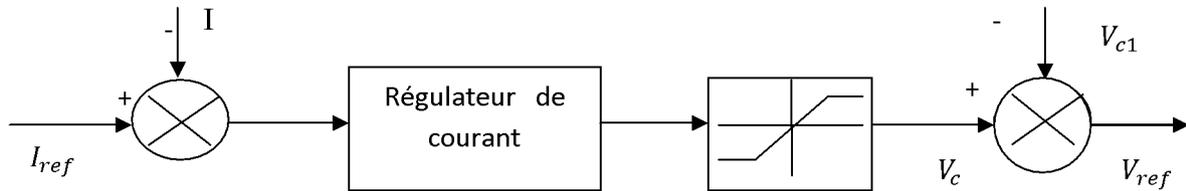


Fig. II.2.Schéma de régulation d'un courant par la méthode de LECOCQ.

Le schéma global présentant la régulation en vitesse d'un moteur asynchrone à double alimentation, alimenté en tension et commandé par orientation de flux, peut être représenté par la figure (II.3) :

Comme le montre la figure II.3, la commande vectorielle de la MADA est constituée de deux boucles imbriquées à savoir la boucle de vitesse et la boucle des courants I_{ds} , I_{qs} , I_{dr} , I_{qr}

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie du régulateur de vitesse permet de générer les courants de référence I_{qr}^{ref} , I_{qs}^{ref} qui sont comparés aux valeurs de courants I_q issue de la mesure des courants réels et l'erreur sollicite les régulateurs des courants I_{qr} et I_{qs} .

En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant I_{ds} , qui est maintenu à zéro, et du courant I_{dr} . Les sorties des régulateurs de courant sont appliquées à des blocs de découplage qui permettent de générer les tensions de commande V_{ds} , V_{qs} et V_{dr} , V_{qr} et par transformation de Park, on obtient les tension de commande V_{as} , V_{bs} , V_{cs} et V_{ar} , V_{br} , V_{cr} .

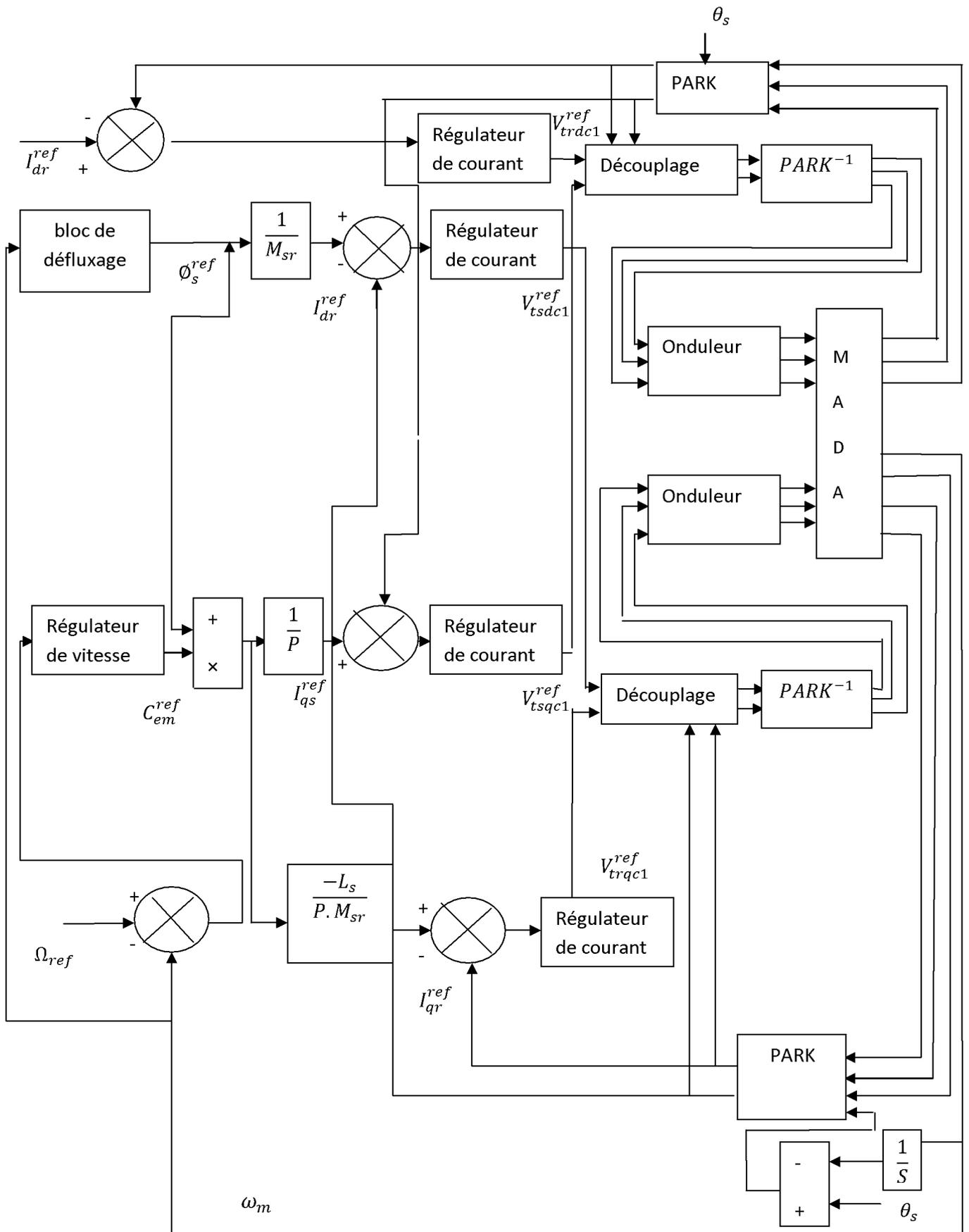


FIG. II.3. Schéma Global de régulation vectorielle d'une MADA par la méthode de LECOCQ.

VI.1. Bilan de Puissance de la MADA

Tout d'abord, nous présentons le calcul des puissances active et réactive côté rotor et côté stator en tenant compte des termes résistifs et ensuite en les négligeant [14].

En régime permanent les équations de la machine s'écrivent :

$$\begin{aligned}
 V_{sd} &= R_s i_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\
 V_{sq} &= R_s i_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\
 V_{rd} &= R_r i_{rd} - \omega_r \Phi_{rq} \\
 V_{rq} &= R_r i_{rq} + \omega_r \Phi_{rd}
 \end{aligned} \tag{II.10}$$

Le bilan de puissance côté stator et rotor en tenant compte des termes résistifs est :

➤ Côté stator :

$$\begin{cases}
 P_s = V_{sd} i_{sd} + V_{sq} i_{sq} = \frac{R_s}{M_{sr}} (\Phi_{rd}^2 + L^2 i_{rq}^2) - \omega_s i_{rq} \Phi_{rq} \\
 Q_r = V_{sq} i_{sd} - V_{sd} i_{sq} \approx (\Phi_{sd} i_{sd} + \Phi_{sq} i_{sq}) \omega_s = \frac{L_s}{M_{sr}^2} \Phi_{rd}^2 + \sigma L_s \frac{L_r^2}{M_{sr}^2} i_{rq} \omega_s
 \end{cases} \tag{II.11}$$

➤ Côté rotor :

$$\begin{cases}
 P_r = V_{rd} i_{rd} + V_{rq} i_{rq} = V_{rq} i_{rq} = \omega_r i_{rq} \Phi_{rd} \\
 Q_r = V_{rq} i_{rd} - V_{rd} i_{rq} \approx 0
 \end{cases} \tag{II.12}$$

Les puissances actives, contiennent des termes relatifs aux pertes par effet Joule (de nature résistives) et un autre terme représentant l'énergie transmise.

Ce second terme est fonction des pulsations du stator et du rotor ainsi que de couple. Nous avons choisi de fonctionner à facteur de puissance unitaire au rotor. En imposant un courant $I_{rd} = 0$, la tension V_{rd} s'annule aussi d'où $Q_s = 0$ [14].

VI.2. Bilan de Puissance sans prise compte des résistances rotoriques et statoriques

En négligeant les termes résistifs, les équations des tensions de la machine en régime permanent sont :

$$\begin{aligned}
 V_{sd} &\approx -\omega_s \Phi_{sq} \\
 V_{sq} &\approx \omega_s \Phi_{sd} \\
 V_{rd} &\approx -\omega_r \Phi_{rq} \\
 V_{rq} &\approx \omega_r \Phi_{rd}
 \end{aligned} \tag{II.13}$$

➤ Côté stator :

$$\begin{cases} P_s = V_{sd}i_{sd} + V_{sq}i_{sq} \approx \omega_s i_{rq} \Phi_{rd} \\ Q_s = V_{sq}i_{sd} - V_{sd}i_{sq} \approx (\Phi_{sd}i_{sd} + \Phi_{sq}i_{sq})\omega_s = \left(\frac{L_s}{M^2_{sr}}\Phi_{rd}^2 + \sigma L_s \frac{L^2_r}{M^2_{sr}}i_{rq}\right)\omega_s \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

➤ Côté rotor :

$$\begin{cases} P_r = V_{rd}i_{rd} + V_{rq}i_{rq} = V_{rq}i_{rq} = \omega_r i_{rq} \Phi_{rd} \\ Q_r = V_{rq}i_{rd} - V_{rd}i_{rq} \approx 0 \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Les puissances actives P_s et P_r dépendent de la composante directe du flux rotorique, du courant i_{rq} ainsi que des pulsations ω_s et ω_r . La puissance réactive au stator Q_s dépend de même de Φ_{rd} , I_{rq} , ω_s ainsi que des paramètres inductifs de la MADA. L'énergie réactive sera toujours fournie à la machine par le stator et ceci quel que soit le signe de ω_s [14].

En négligeant les termes résistifs, il est possible de trouver une relation simple entre les puissances actives du rotor et du stator d'un côté et des pulsations correspondantes d'un autre côté. Il est donc possible de répartir la puissance active entre le stator et le rotor à partir d'une répartition des pulsations ω_s et ω_r [14].

VI.3. Loi de répartition de puissance

La loi de répartition de puissance consiste à répartir les puissances actives entre le stator et le rotor suivant le principe:

$$\frac{S_{sn}}{S_{rn}} = \left| \frac{P_s}{P_r} \right| = K_{pn} \quad (\text{II.16})$$

Avec ; k_{pn} est une donnée de conception du variateur qui accepte une répartition de puissance entre le rotor et le stator, donnée d'entrée (dimensionnement des onduleurs) imposée à la machine [15].

Les équations (II.11) et (II.12) montrent qu'en tenant compte des termes résistifs, il est difficile d'obtenir une relation simple entre les puissances actives du stator et du rotor. Si on néglige ces termes, une relation plus simple existe entre les pulsations du stator et du rotor.

L'équation caractéristique de la loi de répartition de puissance devient alors :

$$\frac{S_{sn}}{S_{rn}} = \left| \frac{P_s}{P_r} \right| = \left| \frac{\omega_s}{\omega_r} \right| \quad (\text{II.17})$$

Deux cas de configurations sont possibles suivant les signes de P_s et P_r pour un fonctionnement en moteur ou en générateur de la machine [15] :

- Si P_s et P_r sont de signes contraires, il s'agit alors d'un fonctionnement hypo- synchrone, il vient alors :

$$\frac{\omega_s}{\omega_r} = k_{pn}$$

En utilisant la relation d'auto pilotage $\omega = \omega_s \pm \omega_r$, il est possible de formuler une relation entre chaque pulsation et la vitesse de la machine en fonction de k_{pn} :

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{k_{pn}}{k_{pn}-1} \omega \\ \omega_r = \frac{1}{k_{pn}-1} \omega \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

- Si P_s et P_r sont de mêmes signes, il s'agit alors d'un fonctionnement hyper synchrone, on obtient alors:

$$\frac{\omega_s}{\omega_r} = -k_{pn}$$

Comme dans le cas précédent il vient:

$$\begin{cases} \omega_s = \frac{k_{pn}}{k_{pn}+1} \omega \\ \omega_r = \frac{1}{k_{pn}+1} \omega \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

VI.4. Loi de répartition de puissance et loi de commande en vitesse

La fréquence minimale de la tension délivrée par l'un des convertisseurs statorique ou rotorique vérifie toujours la condition suivante :

$$\min (|f_s|, |f_r|) \geq f_{\min}$$

Où f_s et f_r sont respectivement les fréquences des statorique et rotorique et f_{\min} la fréquence minimale de fonctionnement définie précédemment [14].

A partir des équations (II.16) et (II.17), nous étudions les domaines d'applications de la loi de répartition de puissance à savoir à grandes, moyennes et petites vitesses. Pour la plupart des machines : $k_{pn} > 1$, nous avons retenu ce cas dans la suite de notre étude. On distingue donc plusieurs cas possibles :

❖ Pour un fonctionnement à grandes vitesses

$$\begin{cases} |\omega_s| = \frac{K_{pn}}{K_{pn} + 1} |\omega| \\ |\omega_r| = \frac{1}{K_{pn} + 1} |\omega| \end{cases}$$

Comme $\omega_s \geq \omega_r$, on obtient:

$$f_r \geq f_{min} \Leftrightarrow \frac{1}{K_{pn}+1} |\omega| \geq 2\pi f_{min} \Leftrightarrow |\omega| \geq 2\pi(1 + K_{pn})f_{min} \quad (\text{II.20})$$

Pour $\omega_1 = 2\pi(1 + K_{pn})$ cette répartition de puissance (fonctionnement en hyper synchrone) est possible si et seulement si

❖ Pour un fonctionnement à moyennes vitesses :

On a :

$$\begin{cases} |\omega_s| = \frac{K_{pn}}{K_{pn} - 1} |\omega| \\ |\omega_r| = \frac{1}{K_{pn} - 1} |\omega| \end{cases}$$

$$f_r \geq f_{min} \Leftrightarrow \frac{1}{K_{pn}-1} |\omega| \geq 2\pi f_{min} \Leftrightarrow |\omega| \geq 2\pi(1 - K_{pn})f_{min} \quad (\text{II.21})$$

Pour : $\omega_2 = 2\pi(K_{pn} - 1)f_{min}$ cette répartition de puissance (fonctionnement hypo synchrone) est possible si et seulement si :

$$|\omega| \geq \omega_2$$

❖ Dans le cas d'un fonctionnement à faibles vitesses :

Ce fonctionnement correspond à $|\omega| < \omega_2$ où on la répartition des puissances n'est plus possible mais la relation classique entre les pulsations rotoriques et statoriques et la vitesse électrique de la machine se maintient :

$$\omega_s - \omega_r = \omega$$

Sachant que :

$$\omega_r = 2\pi f_{min} \text{ et } \omega_s = \omega + 2\pi f_{min} \quad (\text{II.22})$$

Le tableau III.1 résume les différents domaines d'application de la loi de répartition de puissance, du type de fonctionnement correspondant (hypo-synchrone ou hyper-synchrone) et des relations liant les pulsations du stator et du rotor à la vitesse électrique de la machine. Les principales conclusions à tirer sont :

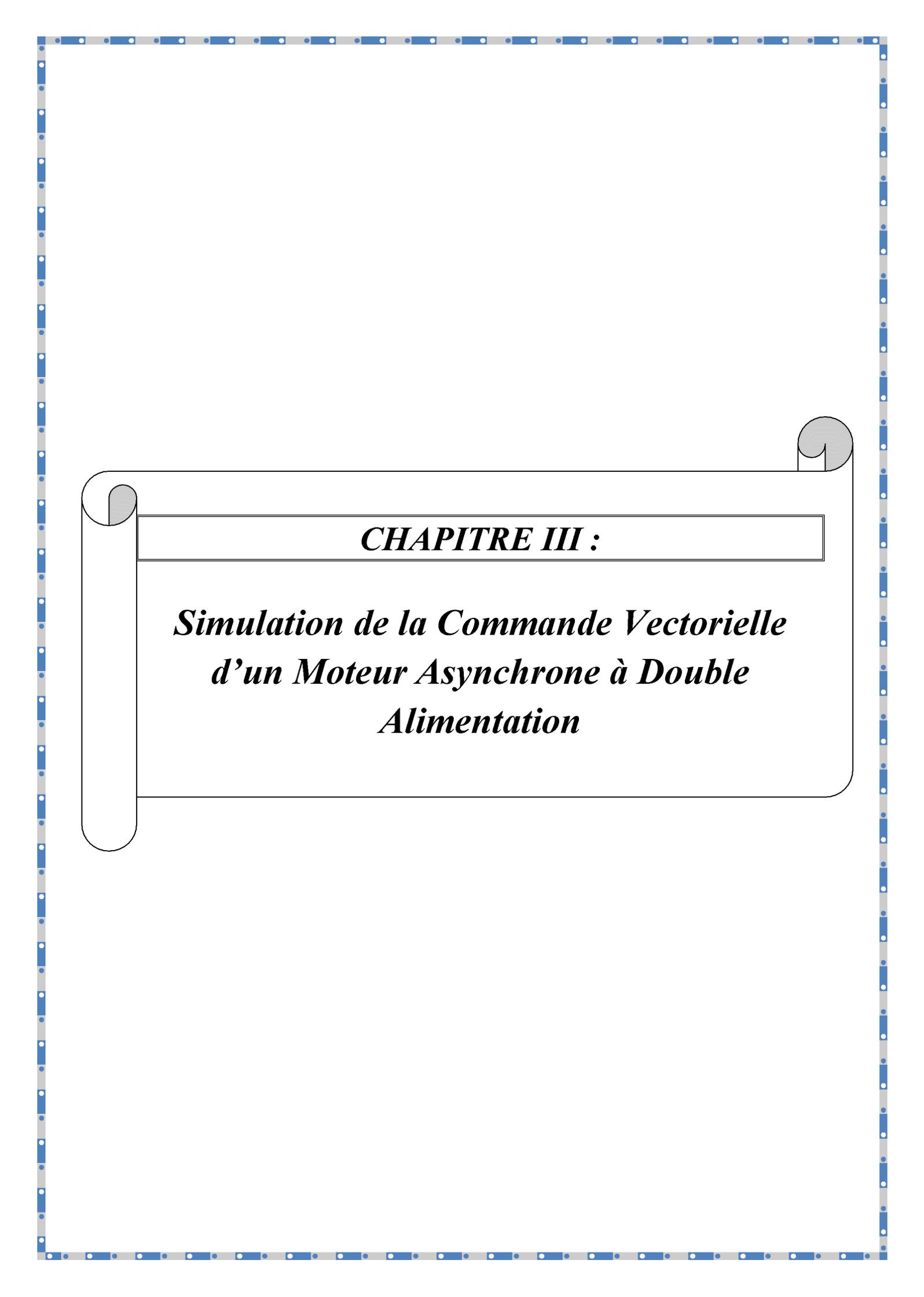
- La plage de variation de la vitesse est partagée en trois zones de fonctionnement notées respectivement : zone 1, zone 2 et zone 3
- La répartition des puissances actives ne peut pas être appliquée sur toute la plage de variation de la vitesse de la machine, en particulier pour les petites vitesses. Elle sera appliquée pour une plage de vitesse dont la limite inférieure est la pulsation ω_2 .
- Les fonctionnements hypo synchrone et hyper synchrone de la MADA sont étroitement liés à la loi de répartition des puissances qui détermine les limites de fonctionnement d'un mode à l'autre.
- La loi de répartition des puissances détermine la plage de variation des fréquences des grandeurs statoriques et rotoriques. Dans le cas où la loi de répartition des puissances n'est pas appliquée (faibles vitesses), la fréquence des grandeurs rotoriques est fixée à f_{min} [14].

Zone de fonctionnement	ω	Type de fonctionnement	Loi de Répartition de puissance	$ \omega_s $	$ \omega_r $
Zone 3	$ \omega \geq \omega_1$	Hyper synchrone	Oui	$\frac{K_{pn}}{K_{pn} + 1} \omega $	$\frac{1}{K_{pn} + 1} \omega $
Zone 2	$\omega_2 \leq \omega \leq \omega_1$	Hypo synchrone	Oui	$\frac{K_{pn}}{K_{pn} - 1} \omega $	$\frac{1}{K_{pn} - 1} \omega $
Zone 1	$ \omega \leq \omega_2$	Hypo synchrone	Non	$\omega + 2\pi f_{min}$	$2\pi f_{min}$

Tableau II.1 : Tableau récapitulatif de la variation des pulsations du stator et du rotor suite à la loi de répartition de puissance [14]

VII. Conclusion

Dans ce troisième chapitre nous avons présenté le principe de la commande vectorielle, ainsi que son application sur le moteur asynchrone à double alimentation.



CHAPITRE III :

***Simulation de la Commande Vectorielle
d'un Moteur Asynchrone à Double
Alimentation***

I. Introduction

Ce chapitre représente la partie simulation de notre projet qui consiste à la mise en œuvre de la stratégie de commande avec capteur d'une la machine asynchrone à double alimentation.

II. Structure générale de la simulation

La section suivante décrit la mise en œuvre sous l'environnement Matlab/Simulink de la stratégie de commande vectorielle de la MADA avec capteur de vitesse.

Le circuit réalisé est constitué de 3 systèmes principaux :

- Le Système Electromécanique.
- Le Système de Puissance.
- Le Système de Commande.

Le schéma global du programme implanté sous Matlab/Simulink est présenté par la figure (III.1).

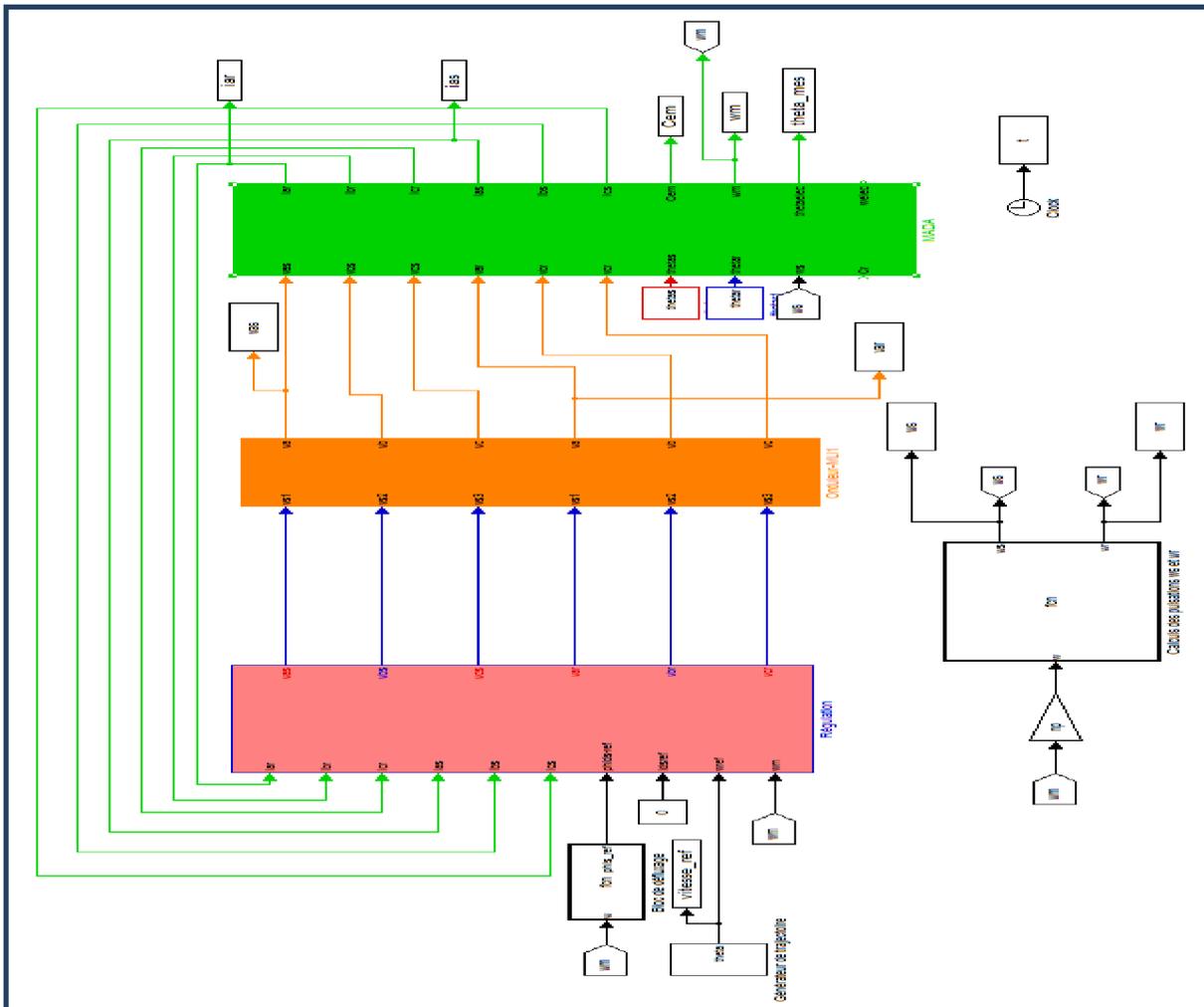


Fig. III.1. Schéma global de la simulation.

II.1. Système Electromécanique

Ce système comporte le bloc décrivant le modèle simplifié de la machine étudiée. Les entrées de ce bloc sont les tensions issues du système de puissance. Il est constitué de deux sous blocs, le premier décrit les équations électriques de la machine et le deuxième les équations mécaniques.

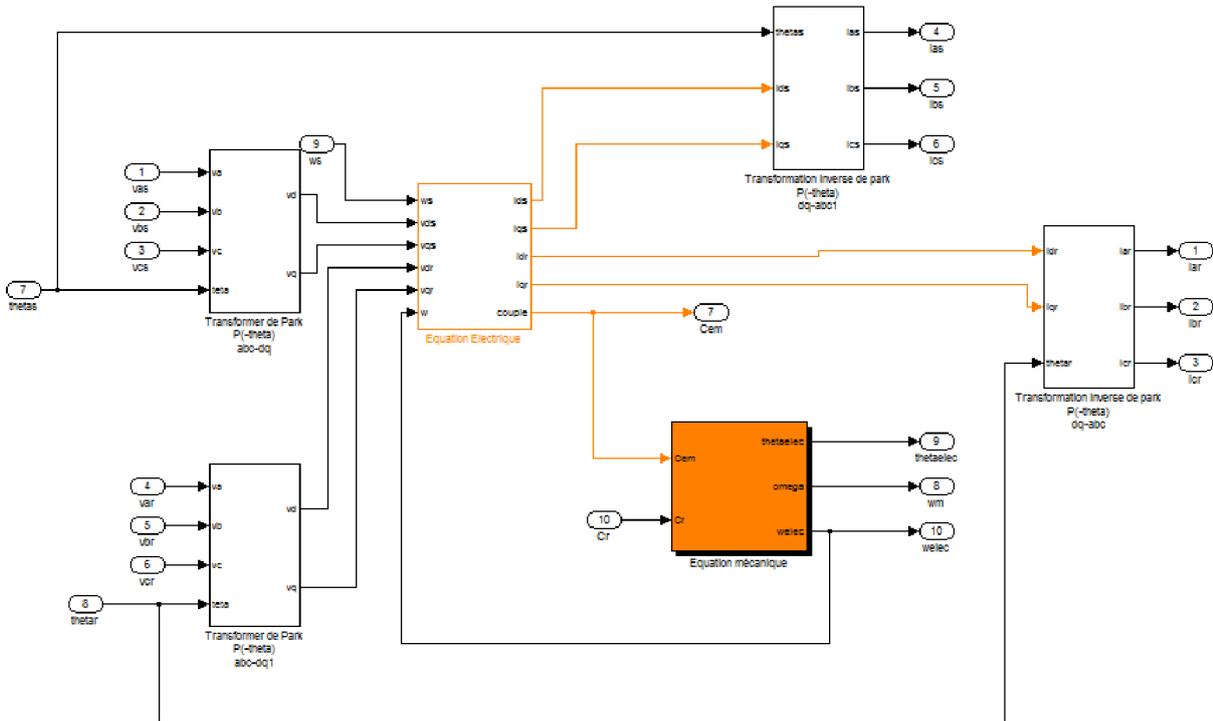


Fig.III.2. Machine asynchrone à double alimentation.

II.1.1. Partie Electrique

Dans le présent travail, on a utilisé une machine asynchrone à double alimentation dont le modèle électrique est présenté dans le paragraphe (IV) du chapitre (I). eq: (I.27)

Ce bloc accepte en entrée les tensions de commande (V_{sd}, V_{sq}, V_{rd} et V_{rq}) et les pulsation électrique ω_r et ω_s et donne en sortie les courants (I_{sd}, I_{sq}, I_{rd} et I_{rq}) ainsi que le couple électromagnétique C_{em} .

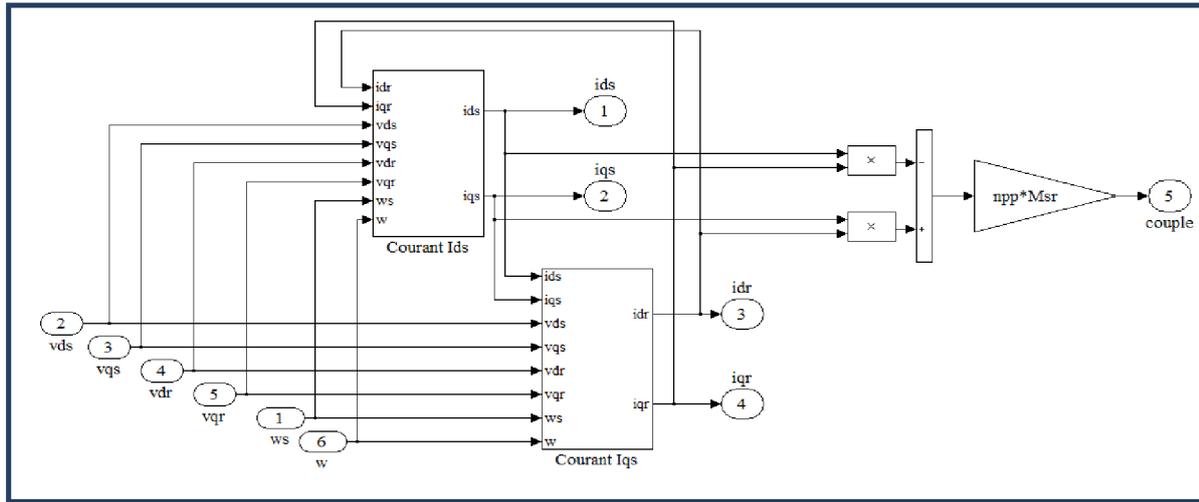


Fig. III.3. Partie Electrique de la MADA.

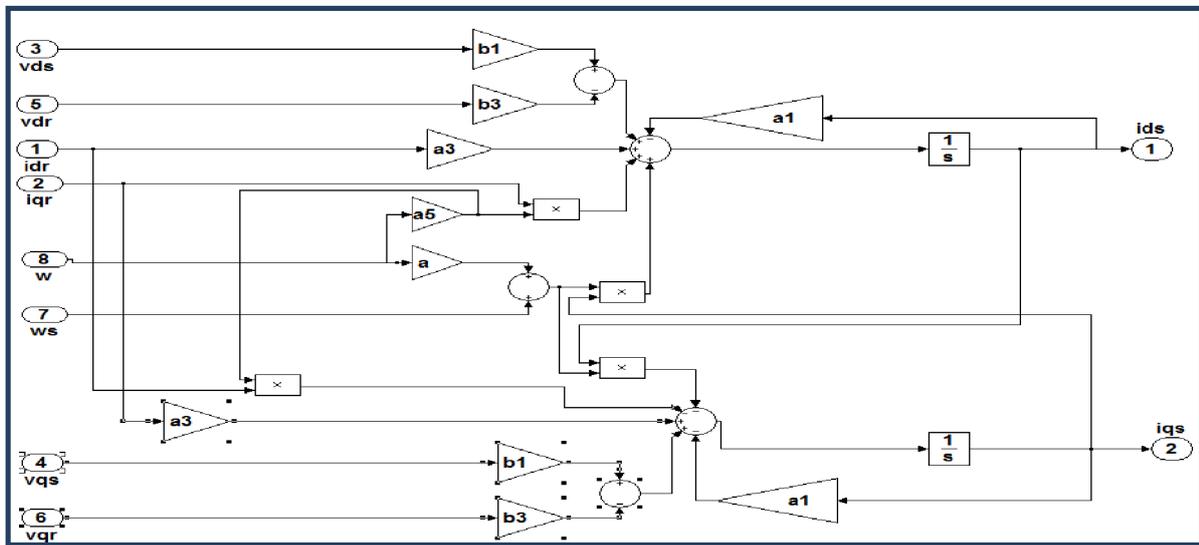


Fig. III.4 : Les courant I_{ds} et I_{qs}

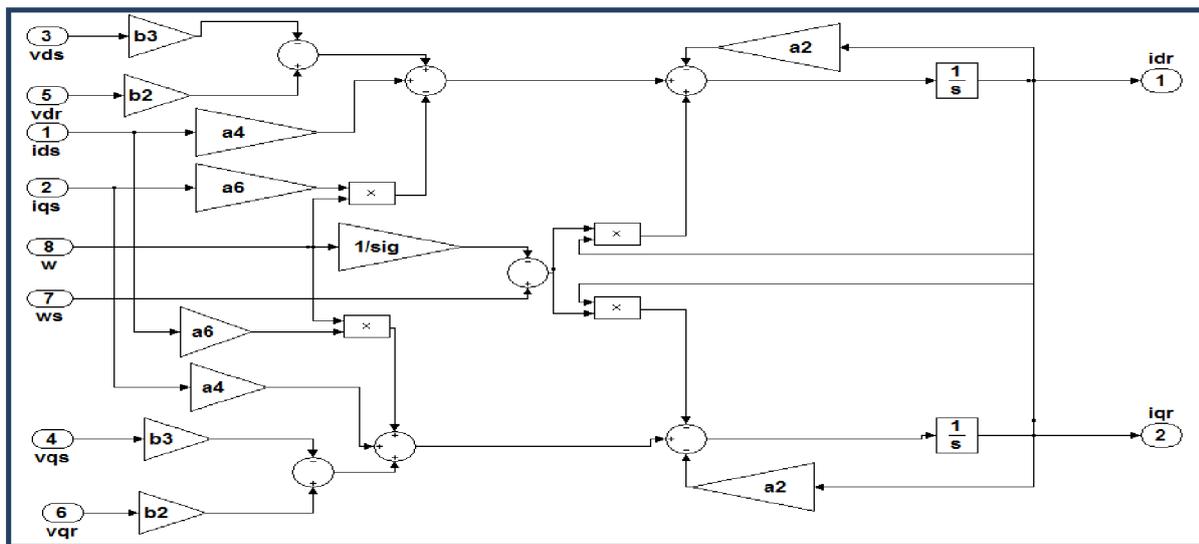


Fig. III.5 : Les courant I_{rd} et I_{rq}

II.1.2. Partie Mécanique

Ce bloc traduit le comportement mécanique de la machine, il est présenté par l'équation (I.25) dans le paragraphe (III.4) du chapitre (I).

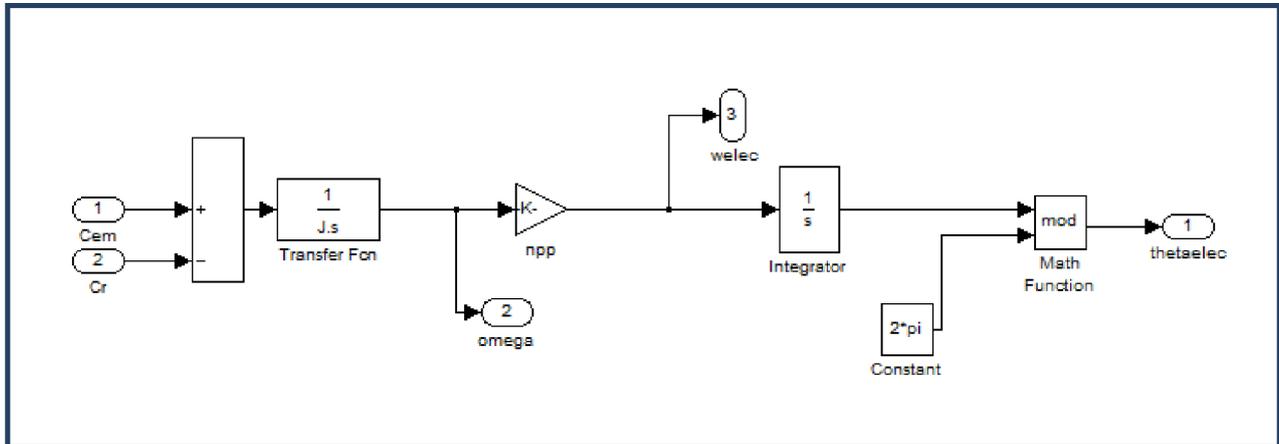


Fig. III.6. Partie Mécanique de la MADA

II.2. Système de Puissance

Afin d'alimenter la machine asynchrone à double alimentation, un système de puissance a été utilisé. Ce système est constitué de deux onduleurs de tension triphasé connectés à deux bus continus indépendants, pouvant fournir le maximum de puissance exigée de chaque côté. Les interrupteurs seront choisis en fonction du courant maximal qui les parcourt, de la tension à leurs bornes ainsi que de la fréquence de la porteuse de l'onduleur. Une modulation de largeur d'impulsion MLI, de type sinusoïdale régulière symétrique (sinus-triangle à fréquence fixe), est adoptée pour la commande des onduleurs

Ce système de puissance est constitué de deux sous blocs ; le premier décrit les équations électriques de l'onduleur et le deuxième la commande MLI.

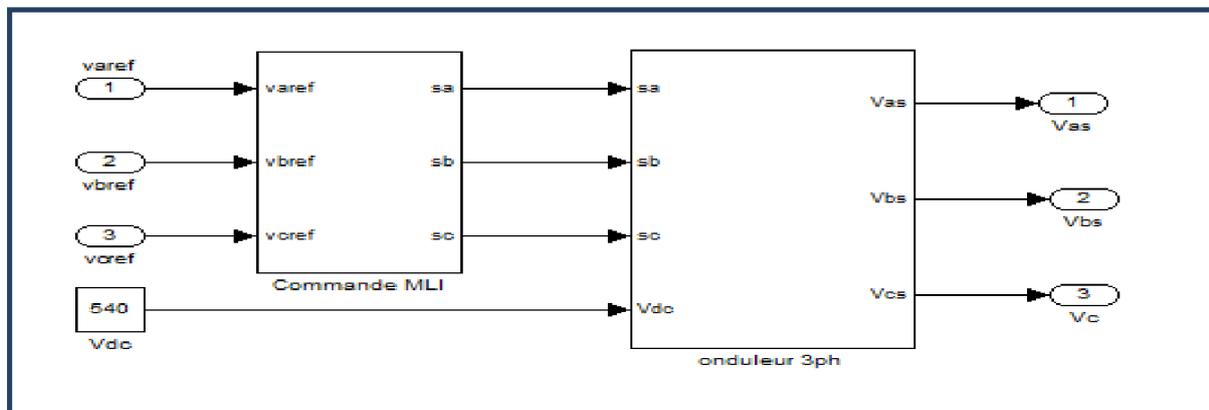


Fig.III.7. L'onduleur et sa commande MLI.

II.2.1. Partie onduleur :

Dans le présent travail, on a utilisé un onduleur dont le modèle électrique est présenté dans le paragraphe (V.I) du chapitre (I) eq: (I.39).

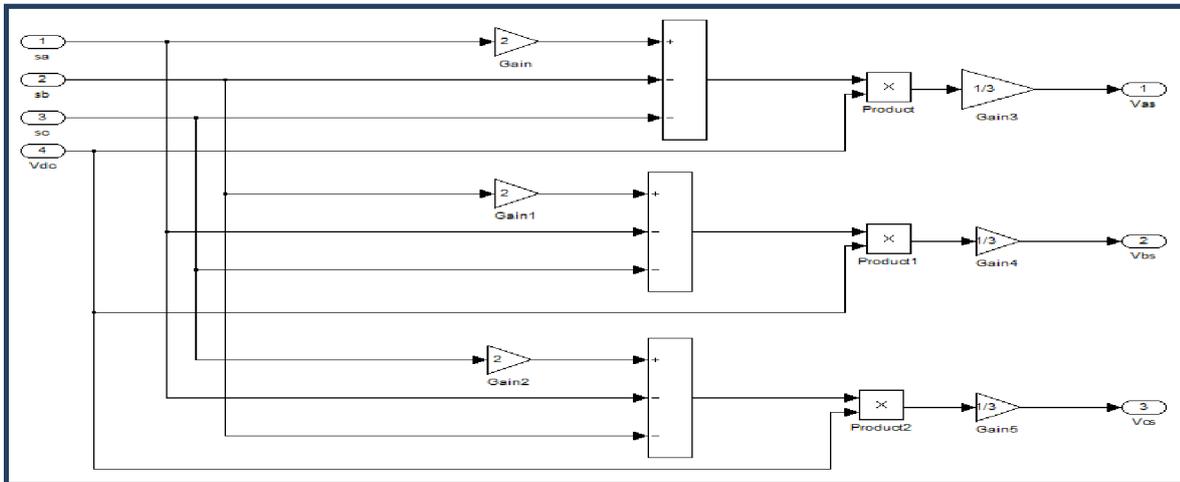


Fig.III.8. Partie onduleur.

II.2.2. Partie commande MLI

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S_1 , S_2 et S_3 des interrupteurs de l'onduleur.

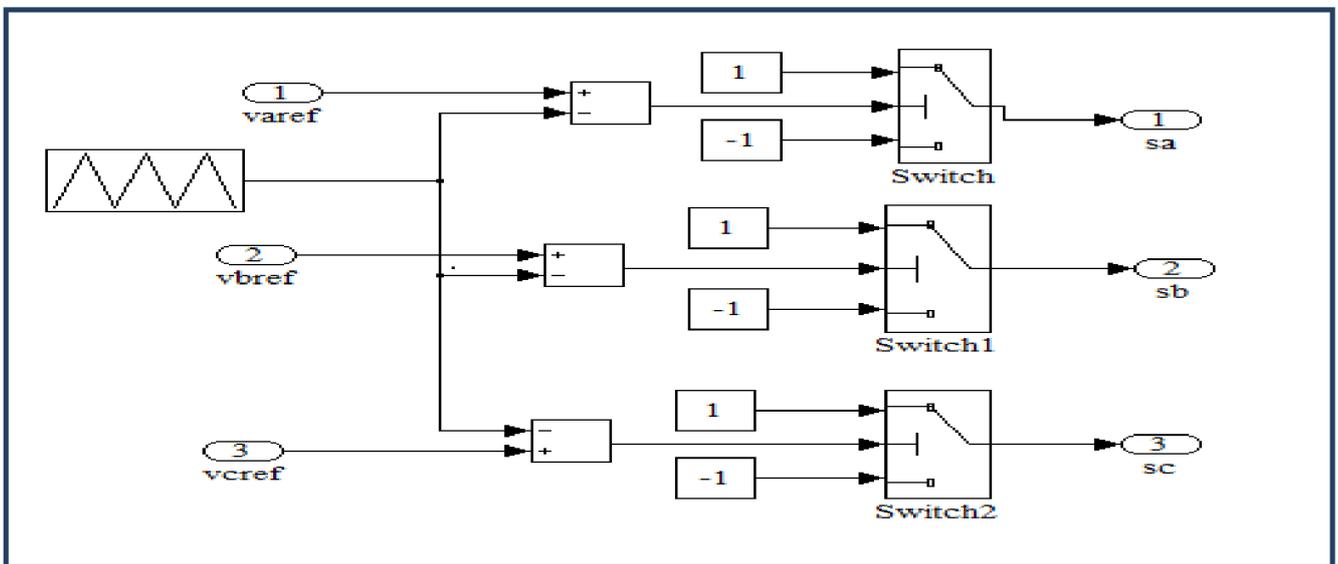


Fig.III.9. Partie la commande MLI

II.3. Système de Commande

Ce système représente la partie régulation de la MADA. La régulation des machines électriques se fait suivant différentes lois de commande en utilisant des régulateurs de type

Proportionnel-Intégral (PI). Comme il a été rappelé dans (V) du chapitre (I), la stratégie de commande vectorielle comporte deux boucles de régulation : une boucle de vitesse et une boucle de courant :

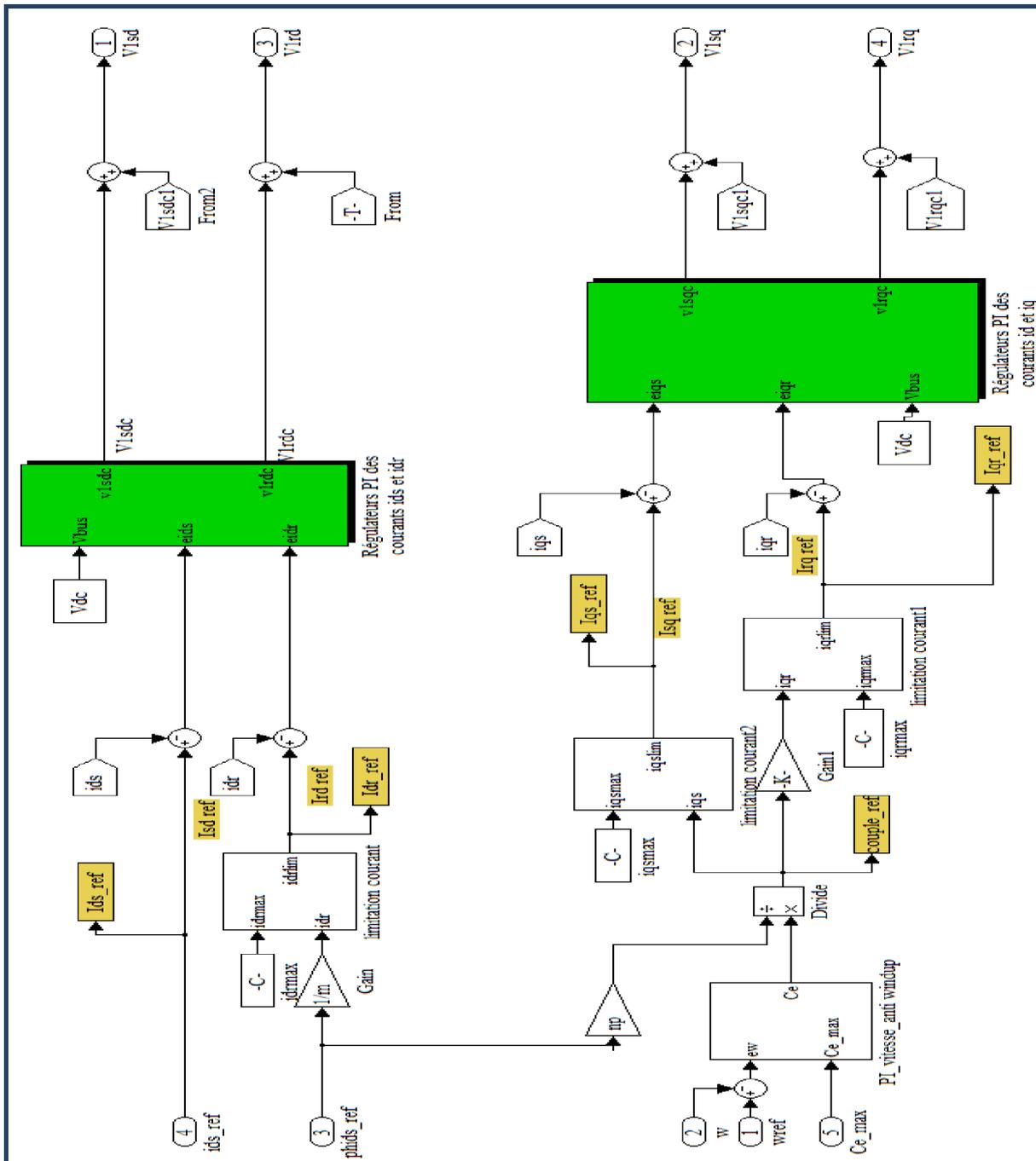


Fig. III.10. Bloc de régulation.

II-3-1-Boucle de courant

Cette boucle a pour but le contrôle et la maîtrise des courants dans la machine, afin de réaliser une commande performante en couple. Ces courants sont commandés par des régulateurs de type Proportionnel-Intégral équipés d'un système d'anti-saturation.

Ces régulateurs permettent de générer les tensions de commande de l'onduleur. La figure (III.11) caractérise cette boucle de régulation.

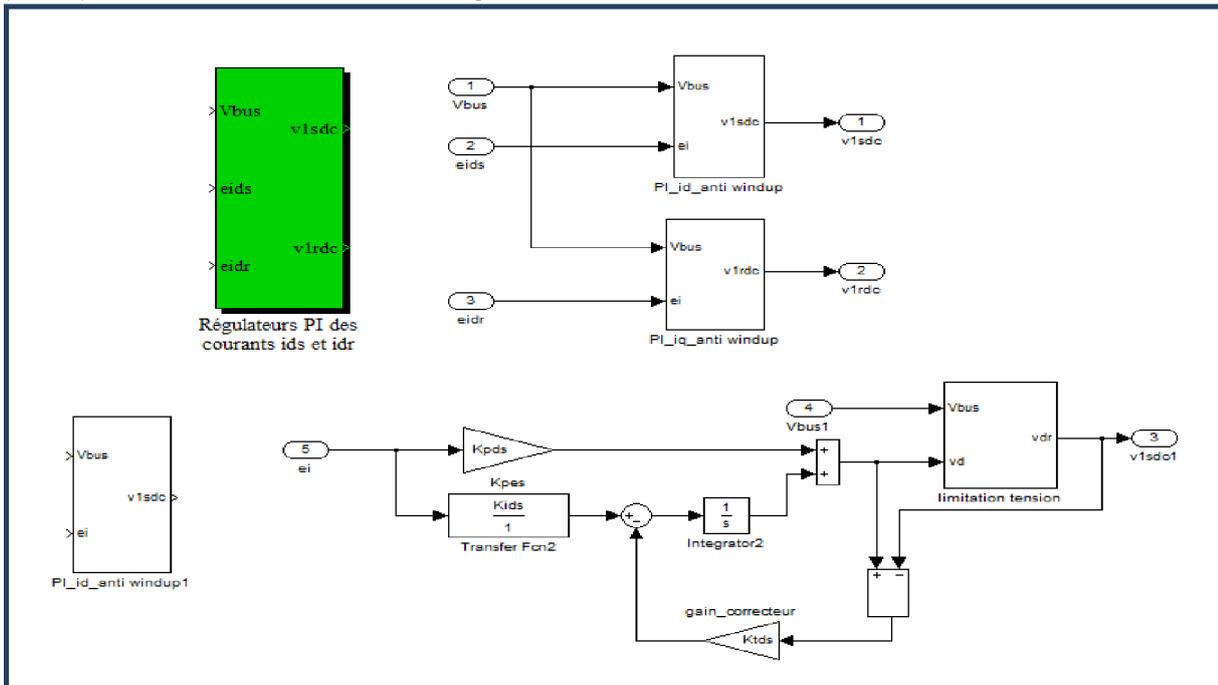


Fig. III.11. Bloc de régulation de courant suivant les axes d.

La détermination des paramètres des PI peut se faire suivant plusieurs méthodes. Parmi elles, on distingue la méthode par placement de pôles qui offre de bonnes performances (temps de réponse, rapidité et stabilité). Dans le cadre de notre travail, cette méthode a été utilisée pour le calcul des paramètres de nos régulateurs (voir annexe 2).

II-3-2-Boucle de vitesse

Cette boucle permet la régulation et le contrôle de vitesse. En effet, la vitesse est régulée au moyen d'un régulateur de type PI équipé d'un système d'anti-saturation. La sortie du régulateur de vitesse permet de générer le courant de référence I_{qs_ref} et I_{qr_ref} , qui est comparé à la valeur du courant I_{qs} et I_{qr} issue de la mesure des courants réels. L'erreur issue de cette comparaison sollicite le régulateur du courant I_{qs} et I_{qr} .

La méthode de placement de pôles a été exploitée pour déterminer les paramètres des régulateurs de vitesse (voir annexe 2).

Le bloc représentant cette boucle est présenté ci-dessous/

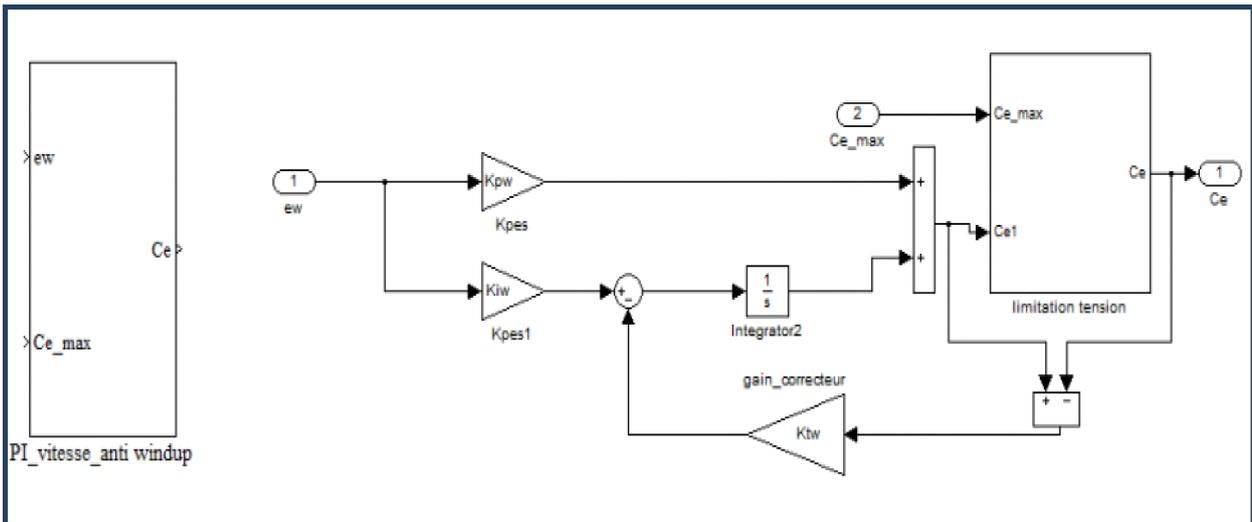


Fig. III .12. Bloc de régulation de vitesse.

III. Résultats de simulation

Dans cette section, nous présentons les résultats de simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation. La machine est alimentée par deux onduleurs MLI dont leur fréquence de commutation est fixée à 15 kHz. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe 1.

Afin de déterminer et d'évaluer les performances de la stratégie mise en œuvre une trajectoire de vitesse et de couple ont été conçue (fig.III.13) et (fig.III.14) respectivement. Et cette dernière est définie comme étant la consigne de vitesse de notre machine.

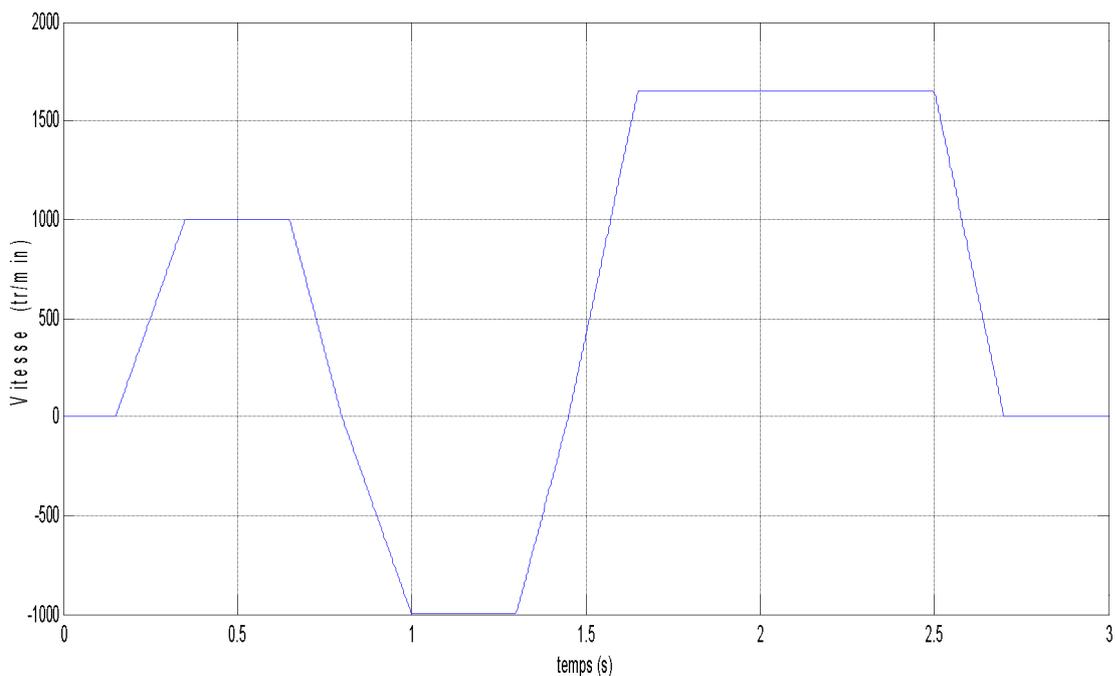


Fig.III.13. Vitesse de référence

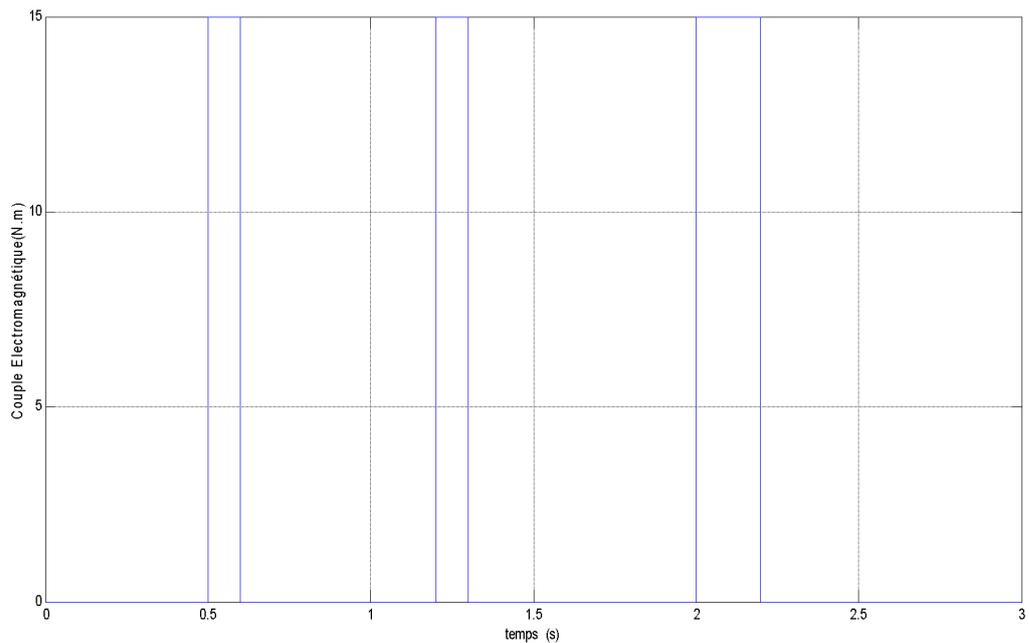


Fig.III.14. Couple de charge Cr.

Les résultats de cette simulation sont présentés ci-dessous :

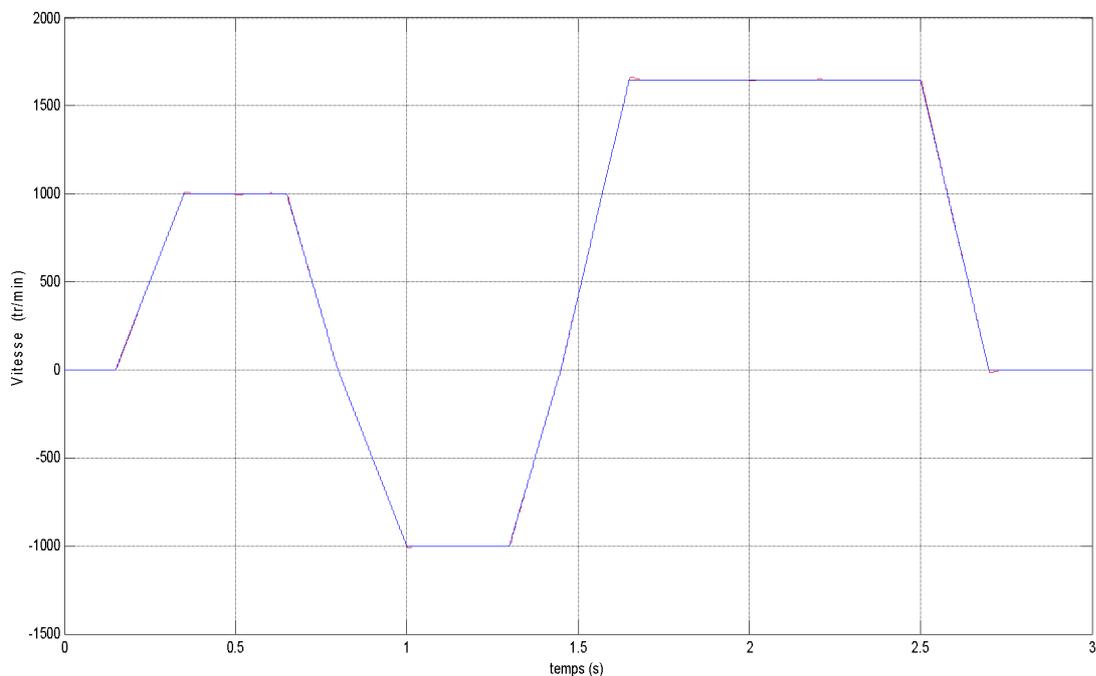


Fig.III.15. Vitesse mesurée et Vitesse de référence.

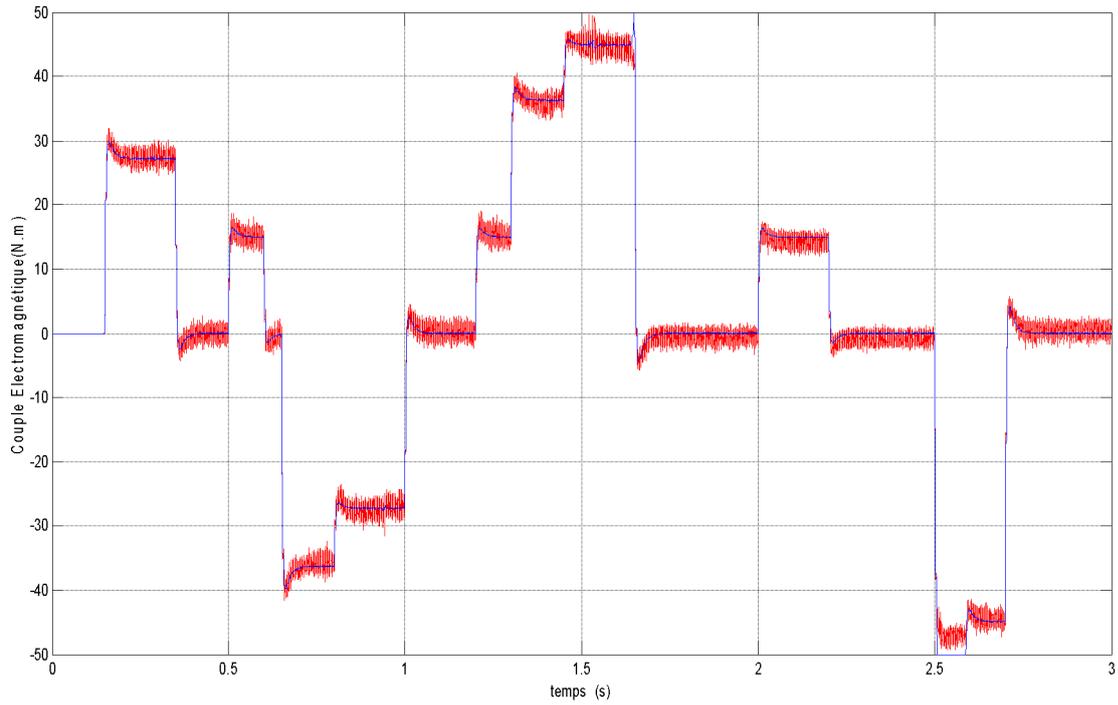
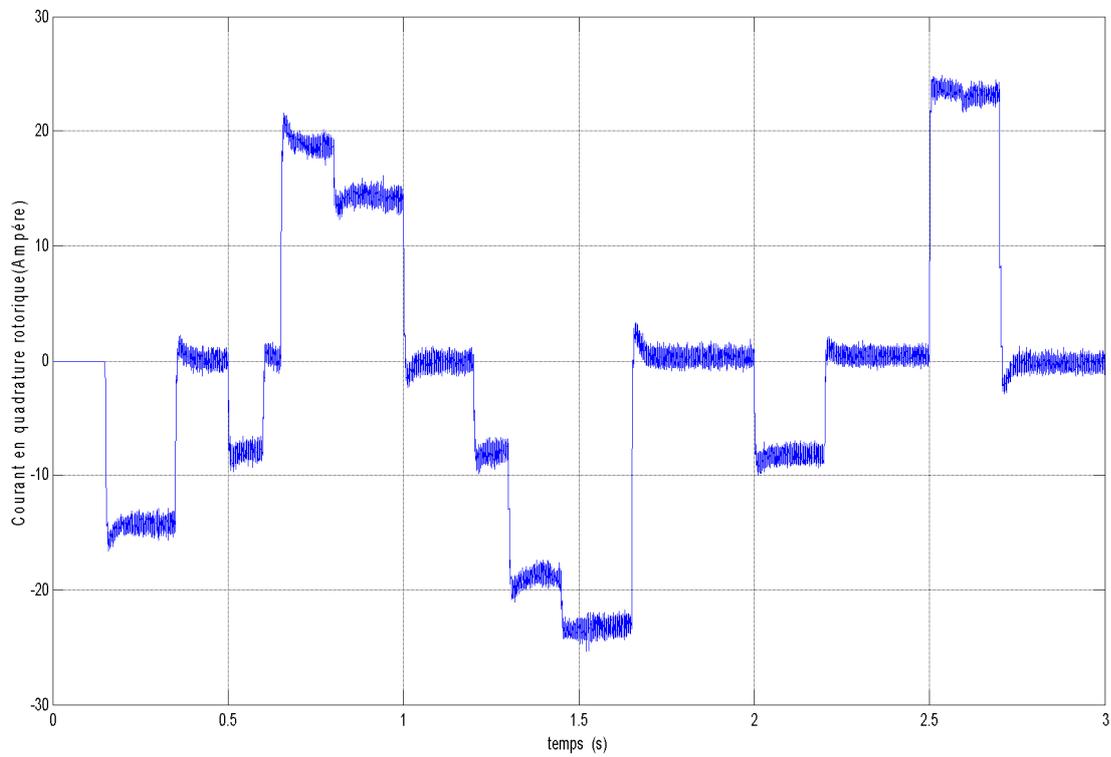
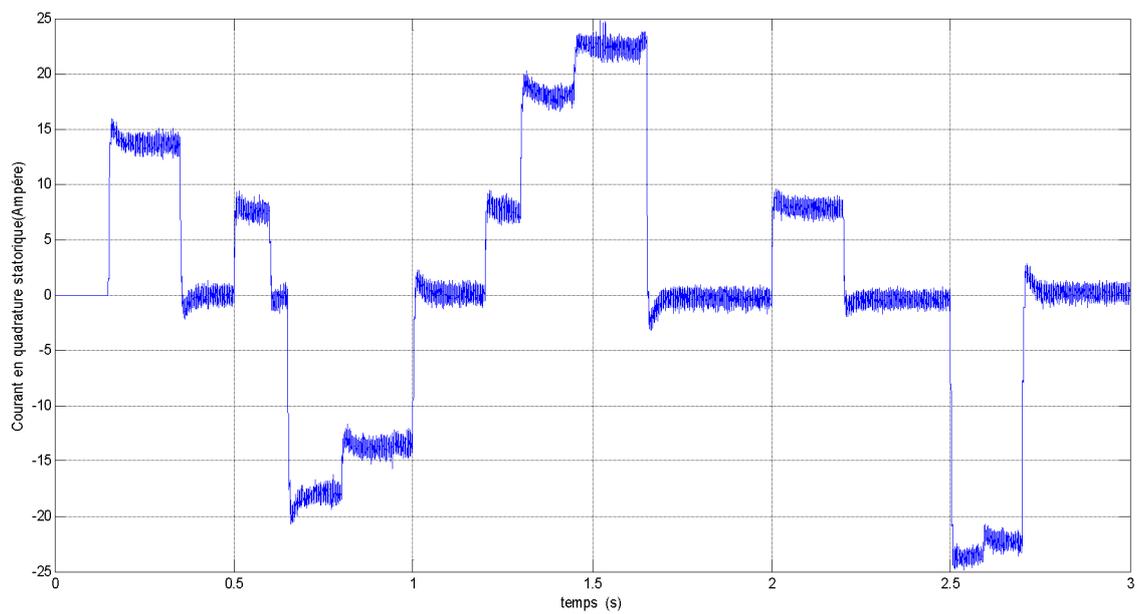
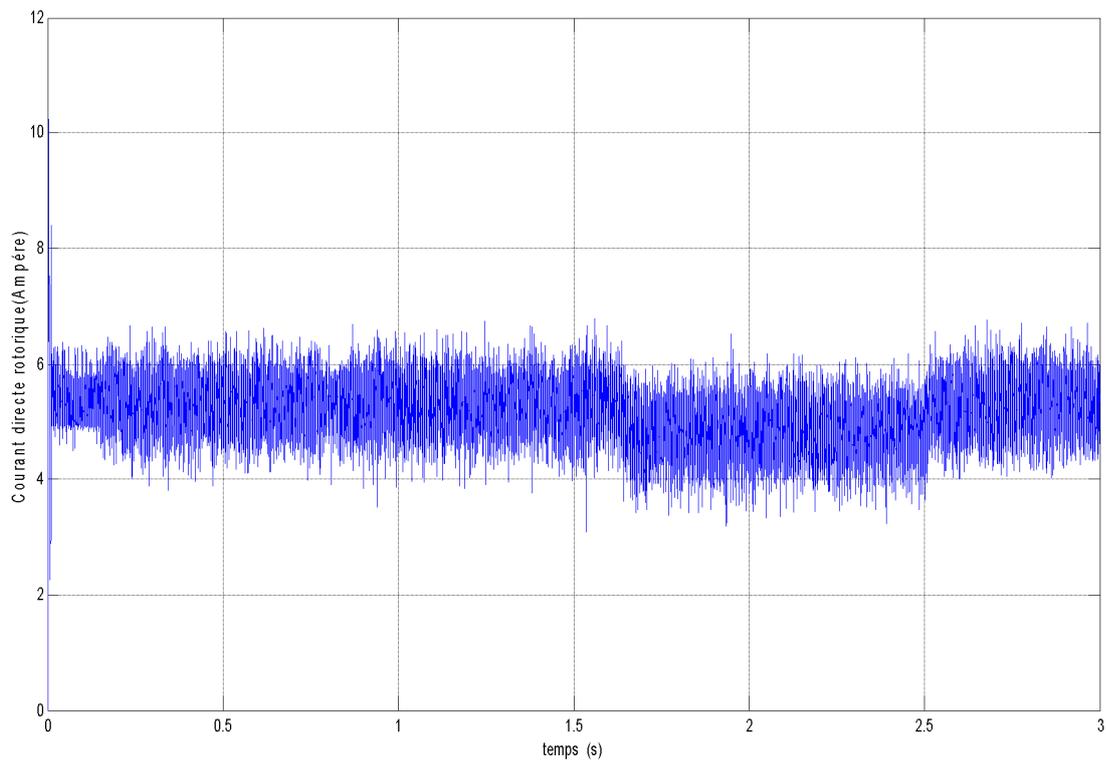


Fig.III.16. Couple électromagnétique de référence et Couple Electromagnétique mesuré.





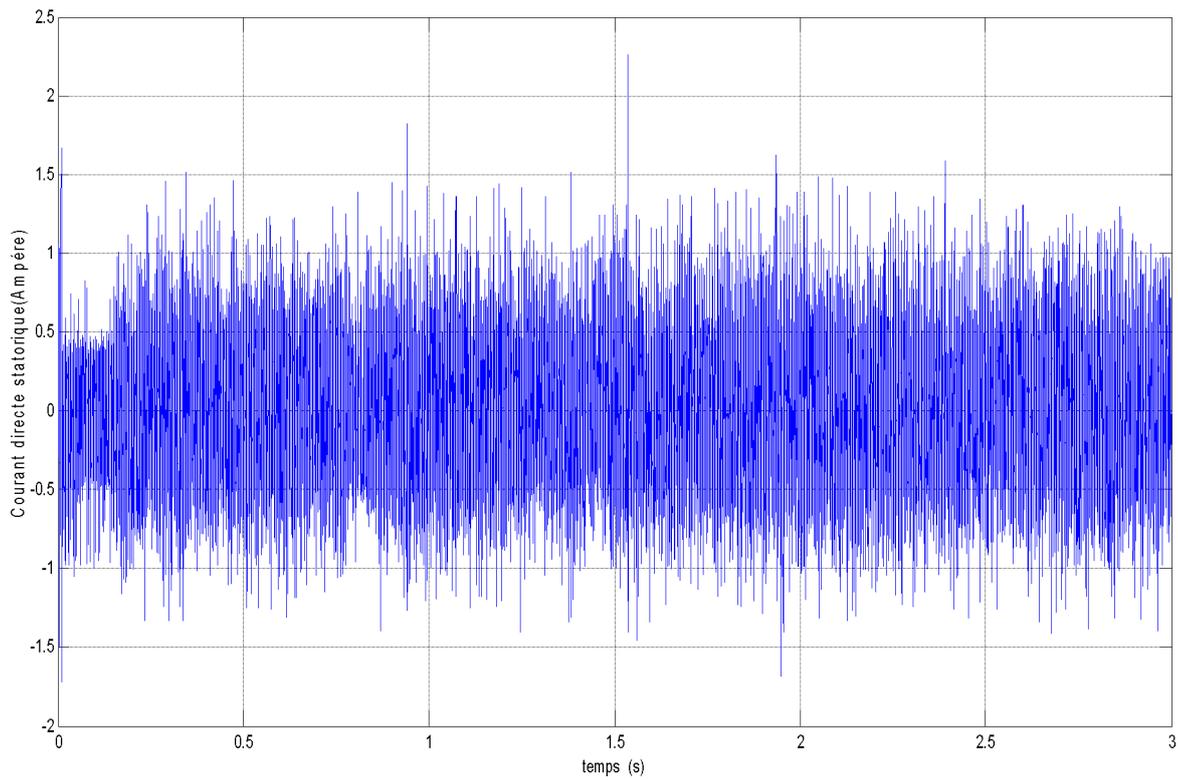
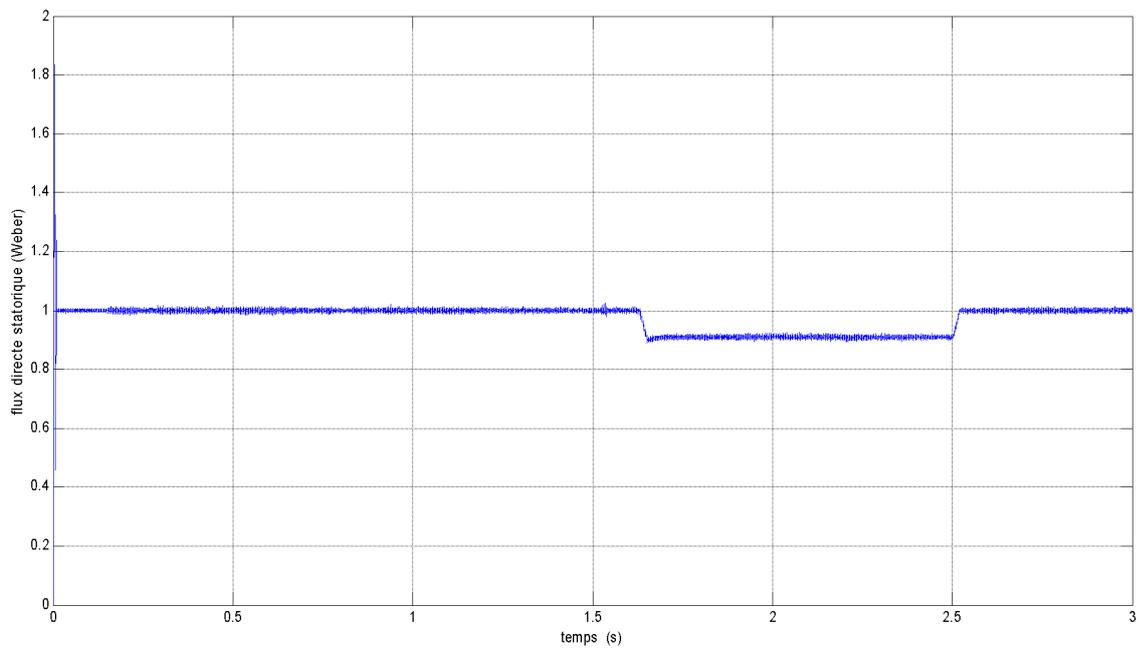


Fig.III.17. Courant statorique et rotorique dans le repère d-q.



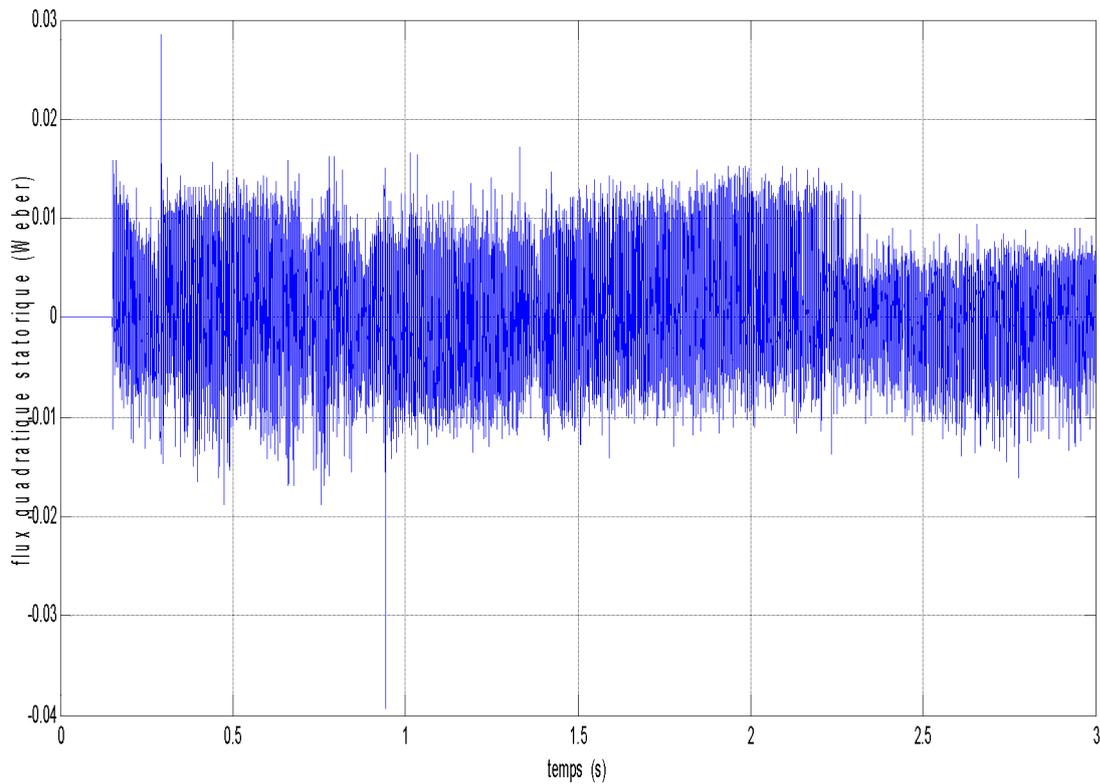


Fig.III.18. Flux statorique dans le repère d-q.

III.1. Interprétation de résultats

La figure III.15 montre que la vitesse suit la grandeur de référence sans dépassement avec un bon temps de réponse et que la commande réagit lors de l'application des couples de charge.

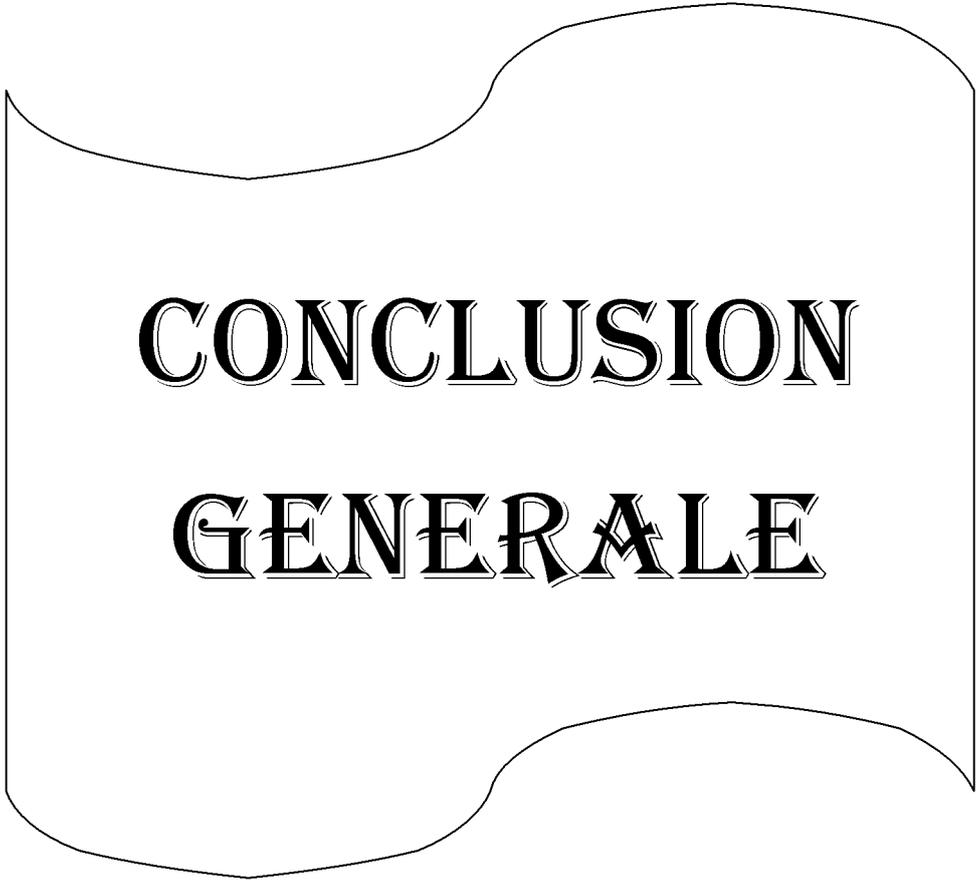
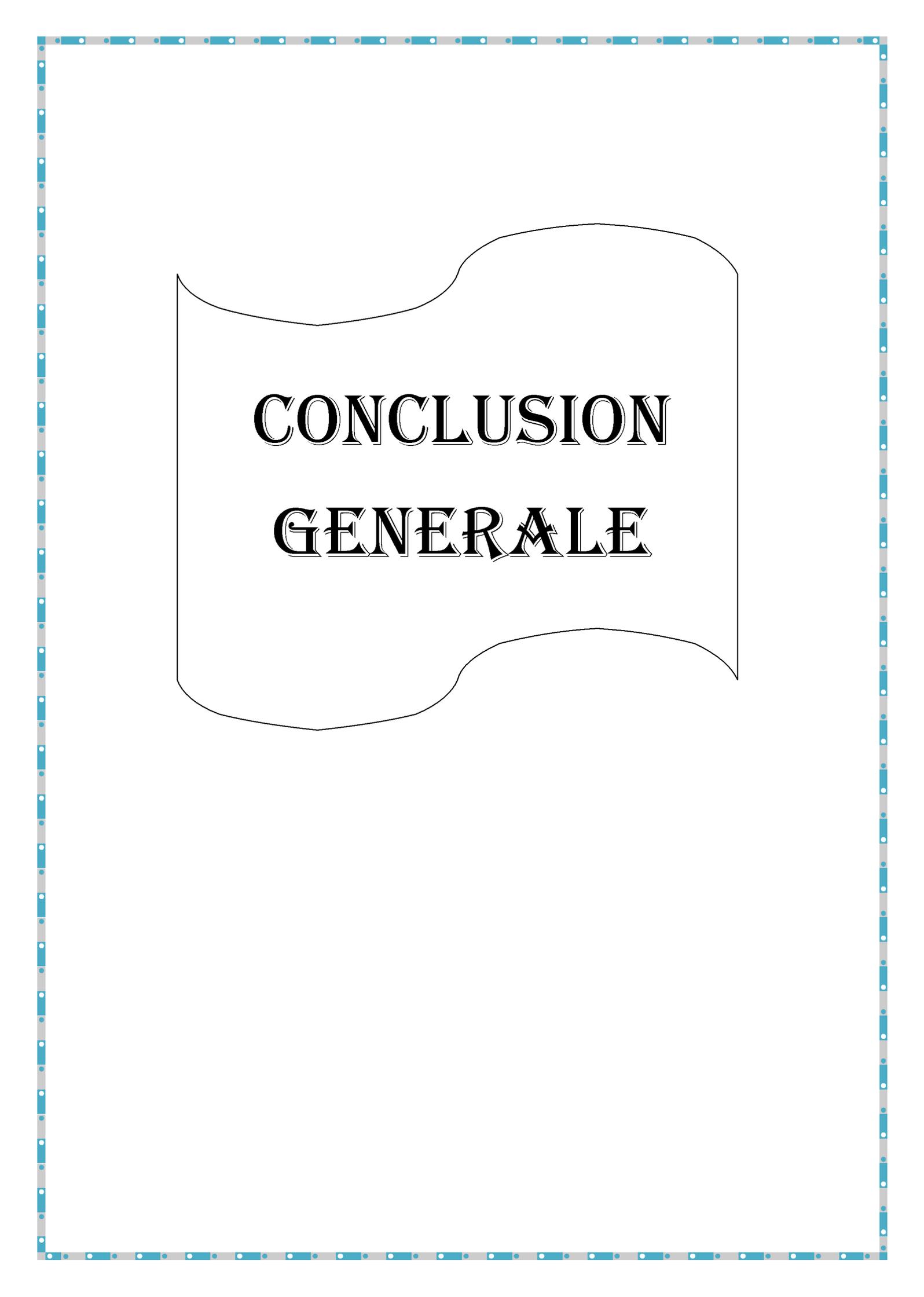
La figure III.16 montre que le couple électromagnétique suit bien le couple de référence avec un bon temps de réponse mais avec des ondulations dues à utilisation des onduleurs et que le couple à une allure qui ressemble à celle du courant I_{qs} .

La figure III.17 montre que les courants I_{ds} et I_{qs} suivent leurs références avec quelques ondulations qui sont due aux onduleurs.

La figure III.18 montre que le flux statorique suit sa référence et que le flux sur l'axe q est nulle, ce qui montre que on a un bon de couplage entre le flux et le couple.

IV. Conclusion.

Dans ce chapitre nous avons effectué la simulation de la commande vectorielle d'un moteur asynchrone à double alimentation en mode hypo et hyper synchrone. Pour voir le comportement de la machine contrôlée par la technique du flux orienté, nous avons appliqué à la MADA des consignes de vitesse variées tout en faisant varier le couple de charge. La simulation a été réalisée avec association des deux onduleurs de tension. Les résultats de simulation ont montrés que les grandeurs contrôlés suivent bien leurs références dans tous les points de fonctionnement. On conclut que la commande vectorielle applique à la MADA permet une grande plage de variation de la vitesse.



CONCLUSION
GENERALE

Conclusion générale

La problématique abordée dans ce mémoire est une contribution à l'étude de la commande vectorielle avec régulateur PI d'une machine asynchrone alimentée au stator et au rotor par deux onduleurs MLI contrôlés par la technique de modulation de largeur d'impulsion.

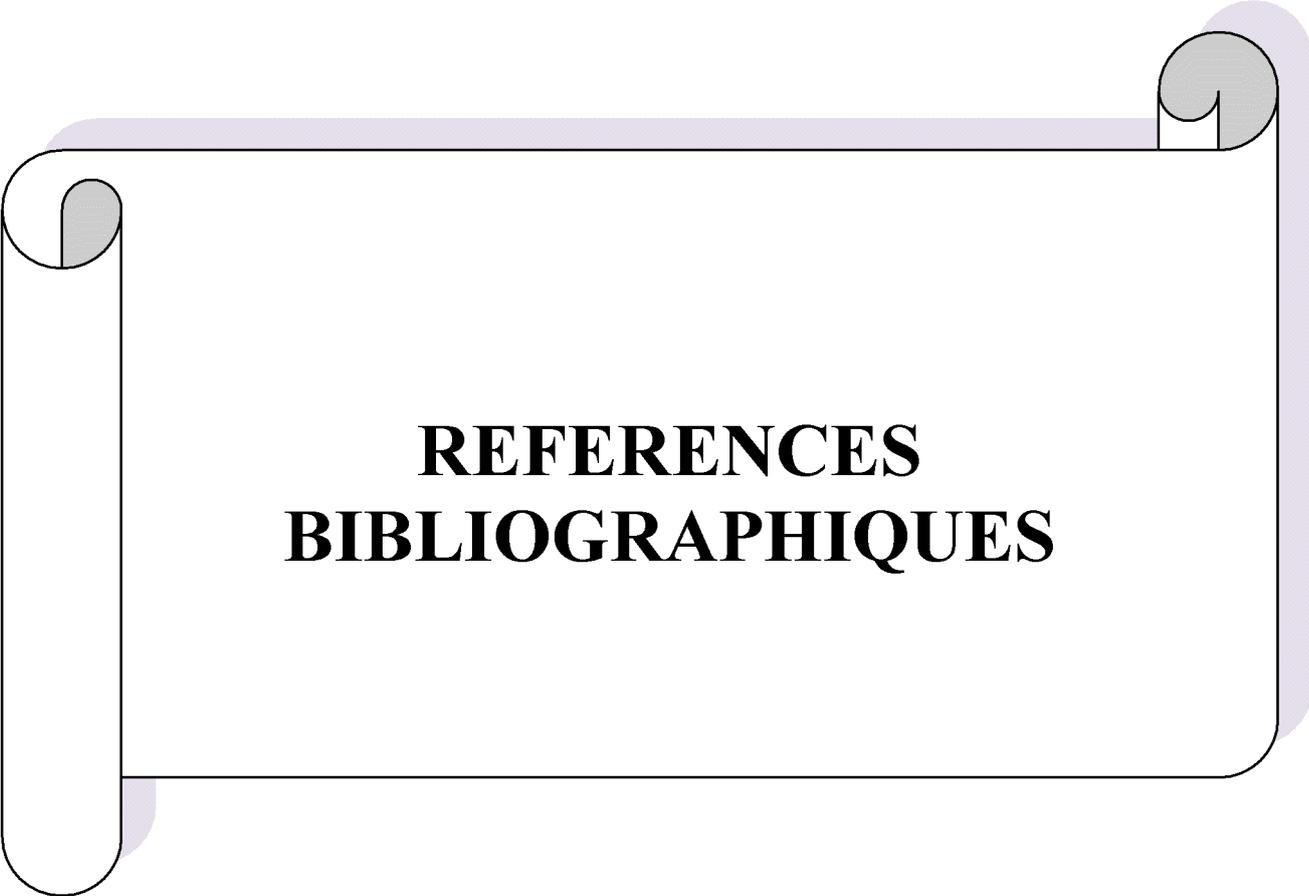
Après un aperçu bibliographique sur la machine asynchrone à double alimentation, on s'est intéressé à sa modélisation dans un repère biphasé où ce modèle écrit sous forme d'équation d'états a été simulé en utilisant Matlab/Simulink, pour ensuite se consacrer aux différentes stratégies de commande des convertisseurs statiques continu/alternatif et particulièrement à la stratégie de modulation par largeur d'impulsion.

Afin de réaliser la commande de la machine asynchrone à double alimentation, différentes stratégies ont été présentées et parmi elle, la stratégie de commande vectorielle par orientation du flux statorique. Cette méthode permet une amélioration du temps de réponse et un réglage rapide du couple. C'est ce contrôle qui a été mis en œuvre sous l'environnement Matlab/Simulink.

Les résultats de simulation obtenus montrent que la commande implémentée présente des performances satisfaisantes tant en statique qu'en dynamique pour toute une plage de variation de vitesse, ainsi qu'un découplage entre le flux et le couple.

En se basant sur les différents résultats obtenus, un ensemble de perspectives peuvent être envisagées à savoir :

- Notre mémoire s'est concentré sur l'étude théorique et sur des résultats de simulation. Il serait donc intéressant de les tester expérimentalement.
- Utilisation des techniques de commande adaptatives pour augmenter les performances et la robustesse de la commande en vitesse de la MADA.
- Etudier la MADA associée à d'autres stratégies de commande.
- Orienter d'autres flux de la MADA (flux rotorique ou d'entrefer)
- Utiliser d'autres types de convertisseurs de fréquence, tel que les cyclo-convertisseurs et les convertisseurs matriciels adaptés aux grandes puissances.
- Refaire le même travail, avec un fonctionnement générateur utilisé dans les systèmes d'énergies renouvelables.

A decorative graphic of a scroll with a light purple shadow, containing the text. The scroll is unrolled in the center, with the top and bottom edges curving inward at the ends.

**REFERENCES
BIBLIOGRAPHIQUES**

Bibliographies:

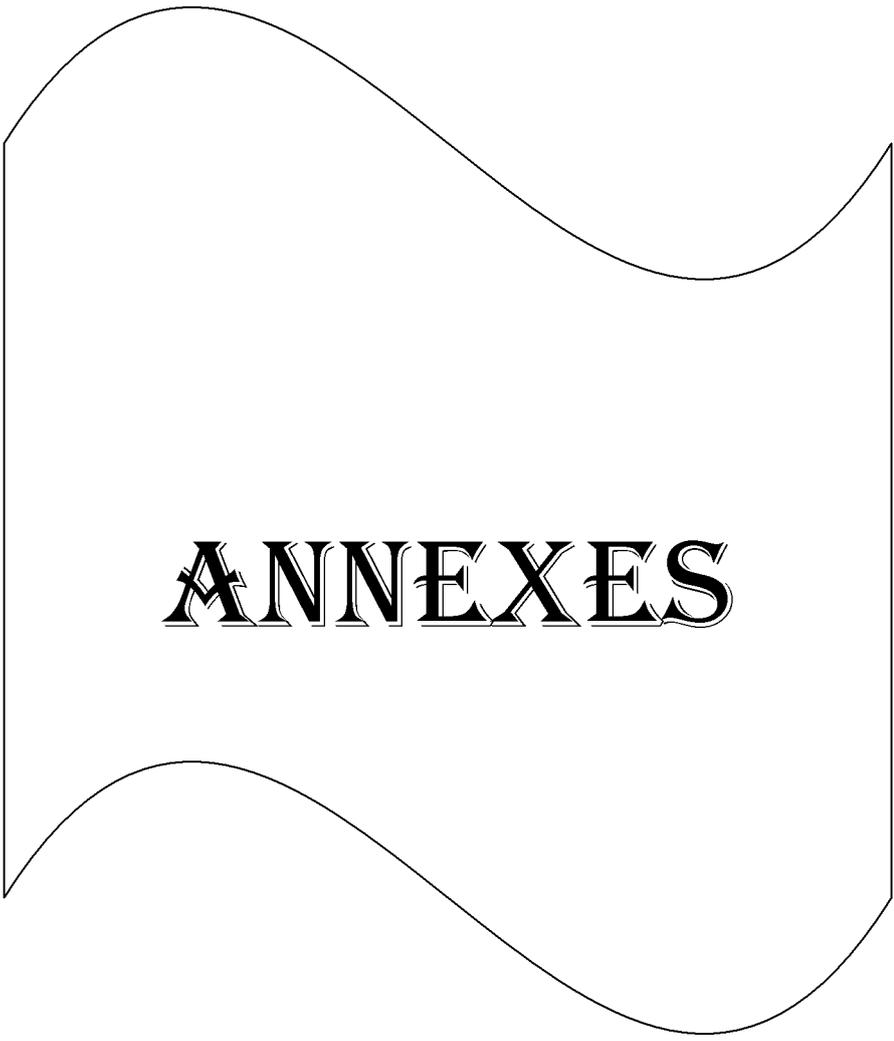
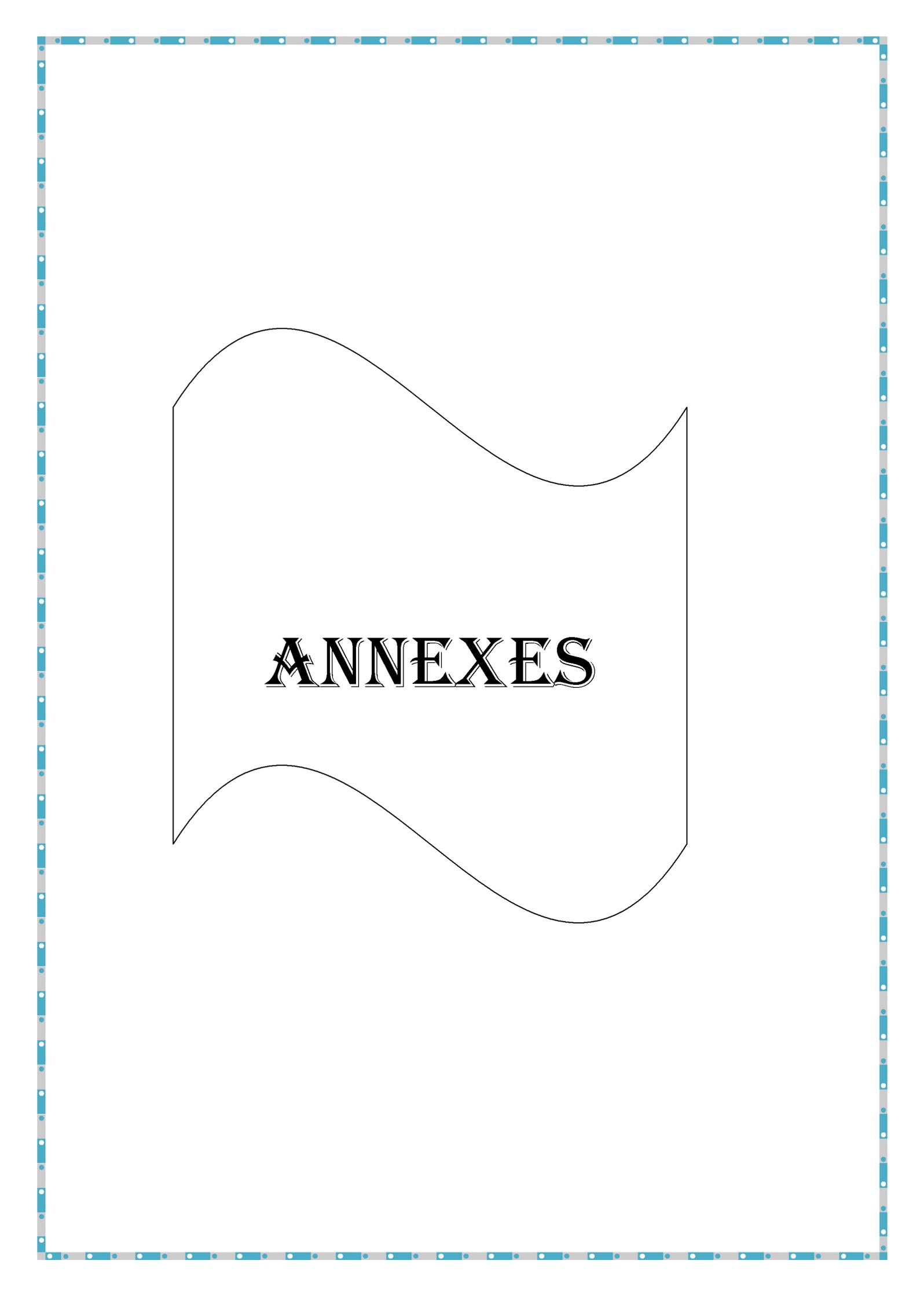
- [1]. **Herschdorfer J.** «theory of the double fed induction motor». Archiv fur electrotechnik, vol.26, pp.620-625, 1932.
- [2]. **Prescott J.Cand raju BP.** «the inherent instability of induction motors under condition of double soupply». The Institute of Electrical Engineers Monograph, No 282U, pt.Par C, vol. 105. pp. 319-330, Jan 1958.
- [3]. **Leonhard W.** «Control Electrical drives».Sprigier verlag Berlin heidelberg 1985.
- [4]. **Gerald M. Brown et Al.** «High-power Cycloconerter driver for double fed induction mototrs ». Ieee Trans.on Indusy Electronics Vol.39, No.3, June 1992, pp.230-240.
- [5]. **Ion Boldea.** «Control of Electric Generators: A Review». proceeding conference, 2003,pp.972-280.
- [6]. **Y. Elbia** «Commande en Tension des Moteurs a Induction Double Alimentés» Thèse doctorat en sciences électrotechnique de Batna (LEB), Alger, 2010.
- [7]. **ARDJOUN Sid Ahmed El Mahdi** « Commande en en vitesse par mode glissant d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation», Mémoire Magistère En Electrotechnique, Université Djilali LIABES de Sidi-Bel-Abbas, Algérie 2009.
- [8].**H. A. Toliyat et G.B. Kliman** «Hand Book of Electrical Motor» second edition, Taylor et Francis Group? France, 2007.
- [9]. **G. Salloum** «Contribution à la Commande Robuste de la Machine Asynchrone à double alimentation» Thèse de Doctorat en Génie Electrique, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.
- [10]. **J. P. Caron et G .P. Haurier.** «SYstèmes Electrotechniques: Application Industielles, Problèmes et Solutions» Edition Tecnip, Paris, France, 2000.
- [11]. **L. Baghli** «Contribution à la Commande de Machine Asynchrone, Utilisation de Logique Floue, des Réseaux Neurones et des Algorithmes Génétiques» Thèse de doctorat en génie Electrique, Université Henri Poincaré , Nancy 1, France, 2008.

[12]. **François BONNET** «Contribution à l'Optimisation de la Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation utiliser en mode moteur» Thèse de doctorat en génie Electrique, Université de Toulouse, France, 2008.

[13]. **H. Amimeur** «Contribution à la Commande de Machine Asynchrone Double Etoile par mode de glissement» Mémoire Magistère En Electrotechnique, Université de Batna, Algerie,2008.

[14]. **S.Khoujet El Khil** «Contribution vectorielle d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (MADA) » Thèse de doctorat, , Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.

[15].**I.AL-ROUH**, « Contribution à la Commande Sans Capteur d'une Machine Asynchrone ». Thèse de doctorat en génie Electrique, Université Henri Poincaré , Nancy 1, France, 2004.



ANNEXES

Annexe 1

Paramètres de la Machine Asynchrone à Double Alimentation

Nombre de paires de pôles	P	2
Inductance cyclique statorique	L_s	0.196(H)
Inductance cyclique rotorique	L_r	0.196(H)
Inductance mutuelle	M_{sr}	0.188(H)
Coefficient de dispersion	σ	25.11
Résistance statorique	R_s	1.04(Ω)
Résistance rotorique	R_r	2.2(Ω)
frottements visqueux	f_v	0.035
Inertie	J	0.052 Kg.m
Tension nominale enroulement statorique	V_{sn}	220(V)
Tension nominale enroulement rotorique	V_{rn}	105(V)
Courant nominal enroulement statorique	I_{sn}	13.5(A)
Courant nominal enroulement rotorique	I_{rn}	13.5(A)
Vitesse de rotation maximale de la MADA	N_{nom}	1440(tr/min)
Couple nominal	C_{em-nom}	20(N.m)
Couple maximal	C_{em-max}	2.5 * C_{em-nom}
Fréquence statorique	f_s	50 (Hz)

Annexe 2

Détermination des paramètres du régulateur

Cette méthode consiste à déterminer la valeur des gains des correcteurs en effectuant un placement des pôles en boucles fermées dans le plan complexe.

La fonction de transfert d'un PI est :

$$G_{PI}(s) = K_p \cdot \left(1 + \frac{K_i}{s}\right)$$

La fonction de transfert du système à réguler est :

$$G_Q(s) = \frac{1}{J \cdot s + f}$$

La fonction de transfert du processus en globale en boucle fermée du système est :

$$FTBF = \frac{G_Q(s) \cdot G_{PI}(s)}{1 + G_Q(s) \cdot G_{PI}(s)}$$

$$T_{bF}(s) = \frac{1}{\frac{K_i J}{K_p} \cdot s^2 + K_i \left(1 + \frac{f}{K_p}\right) \cdot s + 1}$$

Après les simplifications nécessaires, l'équation caractéristique de la fonction de transfert du système globale en boucle fermée est :

$$Eq(s) = \frac{K_i J}{K_p} \cdot s^2 + K_i \left(1 + \frac{f}{K_p}\right) \cdot s + 1$$

L'équation ci-dessus caractérise un système asservi du deuxième d'ordre, dont la forme générale est :

$$Eq(s) = \frac{1}{\omega_n^2} \cdot s^2 + \frac{2\delta}{\omega_n} \cdot s + 1$$

Avec w_n : La pulsation propre du système en Boucle Fermée

δ : Le coefficient d'amortissement du système en Boucle Fermée

Par identification entre les deux équations caractéristiques précédente, on obtient :

$$\begin{cases} K_i = \frac{2 \cdot \delta \cdot w_n \cdot J - f}{J \cdot w_n^2} \\ K_p = J \cdot w_n^2 \cdot K_i \end{cases}$$